集成运算放大器

原理与应用

李清泉　黄昌宁　编著

科学出版社

集成运算放大器

原理与应用

李清泉　黄昌宁　编著

科学出版社

1984

内 容 简 介

本书共十章,前四章着重介绍集成运算放大器的电路原理,内容包括集成电路元件,单元电路,典型电路分析,以及电路应用中的一些问题;后六章着重介绍集成运算放大器在自动控制,自动测量,以及模拟数字混合计算技术等领域中的应用,包括信号运算电路,信号处理电路,信号发生器,信号变换电路,测量电路,以及有源校正电路和调节器等内容. 书中附有一定数量的习题.

本书对集成运算放大器的电路原理及其应用中所涉及的基本概念,基本原理和基本分析方法作了比较深入的讨论,并介绍了一批工程实用电路.

本书可作为大学自动控制或相近专业的教材,也可供从事模拟数字混合计算技术,自动控制和自动测量的工人和技术人员参考.

集成运算放大器

原理与应用

李清泉　黄昌宁 编著

责任编辑　张建荣

科学出版社 出版

北京朝阳门内大街137号

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行　各地新华书店经售

*

1980年2月第一版　开本:787×1092　1/16

1984年6月第三次印刷　印张:33 1/4

印数:44,531—52,530　字数:774,000

统一书号:15031·248

本社书号:1512·15—7

定价: 3.40 元

前　言

运算放大器原先是电子模拟计算机的一种基本部件，它本质上是一种高增益的直流放大器，在外部反馈网络的配合下，它的输出与输入电压(或电流)之间可以灵活地实现各种特定的函数关系，因而具有对不同信号进行组合、运算和处理等多种引人注目的功能.

六十年代以来，运算放大器从电子管到晶体管，又从晶体管分立元件发展到目前的单片集成电路，不论是生产工艺还是电路设计水平都经历了飞跃的发展. 和早期的分立元件运算放大器相比，集成运算放大器具有以下几个明显的优点:

(1) 运算放大器的体积和功耗已经减小到只相当于一个小功率晶体管;

(2) 由于外部连线和焊点减少，运算放大器的可靠性大大提高;

(3) 由于集成电路中相邻元件(如晶体管、电阻等)的电参数匹配优良，运算放大器的零点漂移和共模抑制比等直流参数得到改善.

总而言之，集成运算放大器的出现，使电路设计人员从此摆脱了制作一般放大器所必需的从电路设计、元件选配直到组装调整的繁重负担，现在集成运算放大器已经作为一种商品可供设计人员直接选用了. 这种技术上的深刻变化，使得运算放大器的应用领域早已超越了电子模拟计算机的范畴，如果今天我们说运算放大器的应用遍及自动控制、自动测量、计算技术、电信和无线电等几乎一切技术领域是一点也不算夸张的，不仅如此，集成运算放大器的普遍应用，已经使某些领域的面貌为之一新. 举例来说，在反馈控制系统中校正装置的设计和实现始终是一个关键性的问题，过去大多数都采用无源校正，而且通常都必须为每一个控制系统专门设计一种特定参数的校正装置. 自从广泛采用集成运算放大器后，设计人员就可以利用参数适应范围极为宽阔的各种通用的有源校正装置来改善系统的稳定性和品质. 这种变化无疑是广大设计人员所欢迎的.

本书的内容大致可分为两部分. 前一部分着重介绍集成运算放大器的电路原理，后一部分介绍它的各种应用.

第一部分由前四章组成. 第一章介绍集成化元件的结构和特性. 第二章分析了组成运算放大器的四种单元电路——差动输入级、中间级、输出级和电流源电路. 第三章介绍了第一代到第四代集成运算放大器的典型电路，了解这些典型电路的原理和特性，可以为合理地设计各种运算放大器的应用电路打下良好的基础. 第四章讨论了集成运算放大器的参数测试、相位补偿和性能扩展问题. 其中的相位补偿问题乃是应用技术中一个极其重要的问题.

本书的第二部分由第五章到第十章组成，这里介绍了集成运算放大器在各种技术领域中的应用情况，它们分别是: 信号运算电路，信号处理电路，信号发生电路，信号变换电路，测量电路，以及有源校正电路和调节器. 尽管运算放大器的应用电路形式繁多、变化无穷，但它们的基本组态只有三种，即反相运用、同相运用和差动运用;它们的基本分析工具则是运算放大器的理想模型. 这些基本内容集中反映在第五章的前四节中，它们尤如一把钥匙，对于解决运算放大器各种应用电路的分析计算来说是必不可少的. 此外，在第

五章中还系统地阐述了运算放大器在反相、同相和差动运用中的运算误差，这对于运算精度有特定要求的电路设计人员来说无疑也是重要的.

为了努力反映国内外的先进水平和研究成果，本书的篇幅是比较大的，其中有些内容在国内同类书刊中还是首次发表，如果它能对我国集成运算放大器的普及和推广应用作出微薄的贡献，我们就十分欣慰了.

从大学有关专业的教学要求来看，第二到第五章可作为基本教学内容，其余各章的内容则可视各专业的特点加以选用或参考.

由于我们的学识有限，书中肯定存在不少缺点错误，期待着读者批评指正.

笔　　者

1979 年元旦于清华大学

目　　录

前言

第一章　集成化元件的结构和特性……1

第一节　隔离技术……1

一、PN 结隔离……1

二、介质隔离……3

第二节　集成化晶体管……4

一、NPN 晶体管……4

二、PNP 晶体管……6

三、多极晶体管……7

第三节　集成化的无源元件……8

一、二极管……9

二、稳压管……10

三、电阻……10

四、电容……11

第四节　特殊器件……12

一、超 β 晶体管……13

二、结型场效应晶体管……13

三、MOS 型场效应晶体管……14

四、高频晶体管……15

小结……16

第二章　集成运算放大器的单元电路……17

第一节　模拟集成电路的主要设计思想……17

第二节　差动输入级……18

一、差动放大器的基本原理……18

二、差动放大器的失调和漂移……22

三、差动放大器的某些特殊电路……26

第三节　中间级……32

一、有源负载放大器……32

二、双端-单端转换……38

三、直流电平移动……39

第四节　输出级……41

一、单管输出级的缺点……41

二、推挽输出级……43

三、输出级的过载保护……44

第五节　电流源及其偏置电路……45

一、电流源的基本电路 …… 45
二、电流源精度的提高 …… 47
三、小电流的电流源 …… 48
四、场效应管偏置电路 …… 52
第三章 集成运算放大器的典型电路 …… 53
第一节 集成运算放大器的第一代电路 …… 53
一、5G23 …… 54
二、FC3 …… 58
第二节 集成运算放大器的第二代电路 …… 63
一、BG305 …… 63
二、5G24 …… 67
第三节 集成运算放大器的第三代电路 …… 71
第四节 第四代——斩波器稳零集成运算放大器 …… 75
一、分立元件的斩波稳零放大器 …… 75
二、动态校零放大器 …… 76
三、HA2900 斩波器稳零集成运算放大器 …… 77
第五节 其他类型的集成运算放大器 …… 82
一、采用基片温度调节措施的低漂移型集成运算放大器 μA727 …… 82
二、采用结型场效应管的高输入阻抗型集成运算放大器 μA740C …… 82
三、低功耗型集成运算放大器 XFC75-0 …… 85
四、集成电压跟随器 LM110 …… 86
五、集成电压比较器 BG307 …… 89
第四章 几个应用中的问题 …… 100
第一节 参数测试 …… 100
一、集成运算放大器的粗测 …… 100
二、主要参数的测试方法 …… 102
三、利用辅助放大器的测试方法 …… 117
第二节 相位补偿 …… 124
一、负反馈放大器的稳定条件 …… 124
二、滞后补偿 …… 129
三、超前补偿 …… 136
四、滞后-超前补偿 …… 138
五、正馈补偿 …… 143
第三节 性能扩展 …… 144
一、减小失调漂移 …… 144
二、提高输入电阻 …… 145
三、增大输出电流 …… 146
四、增大输出电压的摆幅 …… 146
第五章 信号运算电路 …… 149
第一节 运算放大器的基本性质 …… 149
一、运算放大器的图形符号 …… 149

二、集成运算放大器的基本性质 ……150
三、分析应用电路的两条重要结论 ……152
第二节 反相运算放大器 ……153
一、反相比例运算放大器 ……153
二、反相加法运算放大器 ……155
三、反相运算放大器 ……156
四、反相运算放大器的性能扩展 ……157
五、反相运算放大器的运算误差 ……161
六、反相比例运算放大器的参数选择 ……173
第三节 同相运算放大器 ……182
一、同相比例运算放大器 ……182
二、电压跟随器 ……186
三、同相加法运算放大器 ……187
四、同相运算放大器 ……187
五、同相运算放大器的堵塞现象及其预防 ……188
六、同相运算放大器的运算误差 ……189
第四节 差动运算放大器 ……196
一、基本差动运算放大器 ……196
二、高输入阻抗差动运算放大器 ……202
三、高共模抑制差动运算放大器 ……210
四、增益线性调节的差动运算放大器 ……213
五、高共模输入差动运算放大器 ……214
第五节 积分和微分运算放大器 ……218
一、基本积分运算放大器 ……218
二、其他形式的积分运算放大器 ……220
三、积分器的运算误差和参数选择 ……222
四、基本微分运算放大器 ……230
五、其他形式的微分运算放大器 ……237
第六节 对数和反对数运算放大器 ……239
一、对数运算放大器 ……239
二、反对数运算放大器 ……243
第七节 乘法和除法运算放大器 ……246
一、乘法运算放大器 ……246
二、除法运算放大器 ……247
三、乘-除运算放大器 ……248
第六章 信号处理电路 ……252
第一节 *RC* 有源滤波器 ……252
一、低通滤波器 ……252
二、高通滤波器 ……259
三、带通滤波器 ……262
四、带阻滤波器 ……266
五、移相滤波器 ……269

第二节 精密二极管电路 ……274
一、线性检波和绝对值电路 ……274
二、限幅电路 ……282
三、死区电路 ……288
第三节 电压比较器 ……291
一、单限比较器 ……292
二、迟滞比较器 ……299
三、双限比较器 ……308
第四节 采样-保持电路……314
一、采样-保持电路的基本性质和要求……314
二、反相型采样-保持电路……317
三、同相型采样-保持电路……319
四、峰值检波器 ……322
第七章 信号发生电路 ……327
第一节 正弦波发生器 ……327
一、正弦波发生器的振荡条件 ……327
二、文氏电桥正弦波发生器 ……328
三、移相式正弦波发生器 ……338
四、T型选频网络正弦波发生器 ……342
五、积分式正弦波发生器 ……347
六、间接式正弦波发生器 ……352
第二节 方波和三角波发生器 ……358
一、方波发生器 ……358
二、方波和三角波发生器 ……360
第三节 脉冲和锯齿波发生器 ……365
一、脉冲发生器 ……365
二、脉冲和锯齿波发生器 ……368
第四节 阶梯波发生器 ……371
第八章 信号变换电路 ……374
第一节 数-模变换电路……374
第二节 电压-频率变换电路……377
一、压-频变换电路的性能规范……377
二、压控振荡器 ……378
三、压-频变换器……385
四、压-频变换器的应用……400
第三节 电压-时间模-数变换器 ……407
一、单斜坡模-数变换器……407
二、双斜坡模-数变换器……413
第九章 信号测量电路 ……425
第一节 模拟电表电路 ……425
一、直流电压表电路 ……425

二、直流电流表电路 ……427
三、交流电压表电路 ……429
四、交流电流表电路 ……431
五、电阻表电路 ……432
第二节　数字式电表 ……434
一、数字式直流电压表 ……434
二、数字式交流电压表 ……450
三、数字式电阻表 ……453
第三节　其他电参数的测量电路 ……454
一、电容量的测量 ……454
二、相位的测量 ……456
三、频率的测量 ……462
四、功率因数的测量 ……463
五、晶体管特性曲线族图示仪 ……465
第十章　有源校正和调节器 ……471
第一节　比例-积分校正 ……471
一、基本特性 ……471
二、比例-积分校正电路 ……472
三、其他形式的比例-积分校正电路 ……475
第二节　比例-微分校正 ……477
一、基本特性 ……477
二、比例-微分校正电路 ……479
第三节　比例-积分-微分校正 ……482
一、基本特性 ……482
二、比例-积分-微分校正电路 ……484
三、基型调节器产品介绍 ……489
第四节　特种调节器 ……496
一、双位调节器 ……496
二、间歇调节器 ……498
三、前馈调节器 ……499
四、非线性调节器 ……499
本书符号说明 ……502
本书部分习题答案 ……510

第一章 集成化元件的结构和特性

集成电路是六十年代初期发展起来的一种新型电子器件，它采用与硅平面晶体管相似的掩模光刻、扩散、外延等生产工艺，把晶体管、二极管、电阻、电容等元件和它们之间的连接线等整个电路集成在一块半导体基片上，封装于一个外壳内，构成一个完整的、具有一定功能的电路，所以又称为固体组件. 和传统的分立元件电路相比，集成电路的元件密度大大提高，体积小，重量轻，进一步推动了电子设备的微型化过程；同时由于外部焊点大大减少，互连线缩短，从而也大大提高了设备的可靠性.

然而采用集成电路工艺制造的晶体管、电阻、电容等元件不仅参数的离散性很大，而且 PN 结的反向击穿电压低、参数范围窄、温度系数又大，在这些方面它们通常是竞争不过廉价的分立元件的. 所以集成化技术最先只能在数字逻辑电路(如 DTL，TTL 电路)中获得广泛应用，因为在逻辑电路中晶体管工作在“开”、“关”状态下，对元件参数的精确性并无严格要求.

近年来集成工艺经历了飞跃的发展，并且革新了电路的设计思想，主要是充分利用同一块集成电路上相邻元件的参数所固有的匹配性能，广泛采用差动电路的结构形式，从而使电路的偏置和其他性能主要取决于元件参数的匹配程度而极少依赖于参数值本身. 这才使得像运算放大器等原先很难制造的模拟集成电路也获得了大批量生产的条件.

为了深入掌握集成电路的特点，有必要粗浅地了解一下集成化元件的构造和性能.

第一节 隔离技术

由于集成电路中所有的元件都必须制作在同一块硅片上，所以为了保证电路的性能，就必须在各个元件之间实行有效的绝缘隔离. 目前在集成工艺中通常采用的隔离技术有两种：一种叫 PN 结隔离，另一种叫介质隔离. 下面分别讨论这两种隔离技术.

一、PN 结隔离

在集成电路中利用 PN 结隔离是最常用的隔离方法. 我们知道反向偏置的 PN 结具有很高的反向电阻，因此除了元件的顶部表面是靠生长在整个硅片表面的氧化层 (SiO_2) 来实现隔离以外，将元件所在的 P 区和 N 区四周全部用反向偏置的 PN 结包围起来，便可以对制作在同一块硅片上的各个元件之间实现绝缘隔离.

对一个 P 型硅晶片实行 PN 结隔离的工艺程序可以用图 1-1 来说明. 第一步是将具有氧化层的 P 型硅晶片（又名衬底）通过第一次光刻，在准备制作 NPN 晶体管的部位上去除表面氧化层，并进行一次低电阻率的 N 型杂质扩散，由此产生的 N^+ 区称为隐埋层. 关于这个隐埋层的用途，在以后介绍 NPN 晶体管的结构时再具体解释. 第二步，去除整

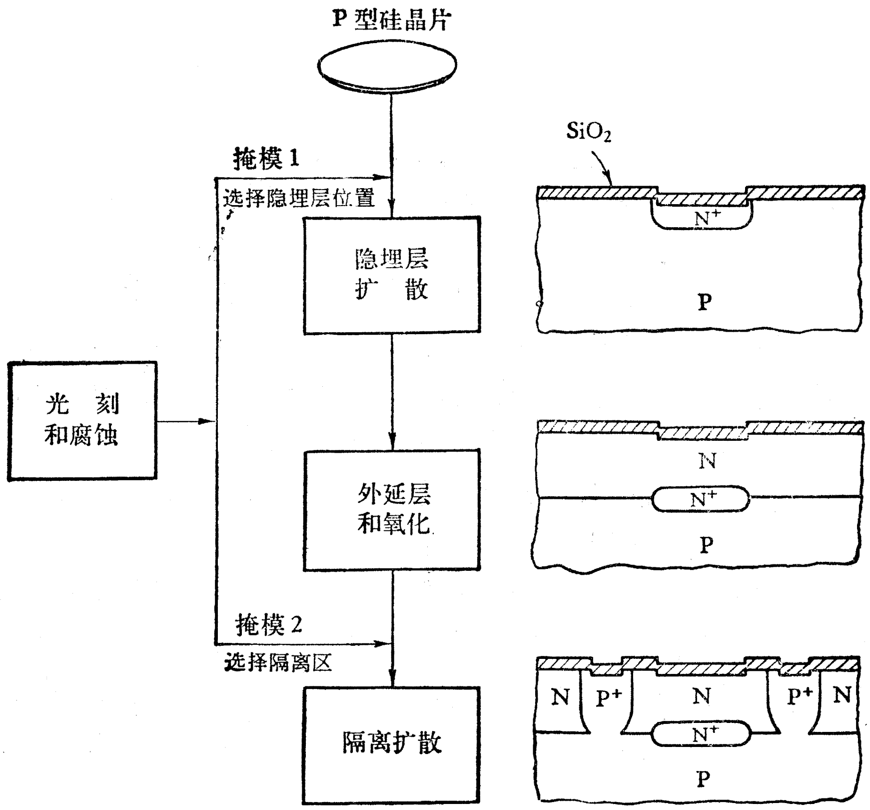


图 1-1 硅晶片进行 PN 结隔离的工艺程序和相应的断面图

个硅晶片表面的氧化层，通过外延工艺在整个晶片表面生长一层N型单晶硅，随后再次对表面进行氧化处理．第三步，对事先选择好的隔离区进行第二次光刻，以便除去隔离区表面的氧化层，随后通过表面氧化层的这些窗口进行一次高浓度的 P 型杂质扩散，扩散的深度必须大于N型外延层而一直达到P型衬底．这样就完成了一个 PN 结隔离的完整工艺．

由于P型衬底和隔离扩散所产生的 P^+ 区都是P型硅材料，由它们构成的一个整体把硅片上准备制作各种元件的N区分割成为一个一个孤立的小岛．在集成电路通电工作时，必须将上述起隔离作用的P型区接到电源电位最低的一端，以保证它相对于这个P型衬底上所有的岛状N区都是反向偏置的．

很显然，PN 结隔离技术不可能达到真正的电绝缘．首先反向偏置的 PN 结会产生寄生电容，其电容量的典型值大约为 0.06 pF/mil²*．其次是 PN 结的反向电流，在 25℃ 时它的典型值约为 1pA/mil²，并且和其他硅平面晶体管一样，每当温度升高 10℃ 时这个反向电流大约增长一倍．

除了寄生电容和反向电流以外，PN 结隔离工艺还可能产生某些寄生的有源元件．例如用作隔离区的 PN 结连同岛状N区内部的其他 PN 结将构成寄生的 PNP 和 PNPN（即可控硅整流器）器件．因此在集成电路的设计中必须注意提防这些寄生的有源元件，以免它们损害电路的性能．

* mil（密耳）是半导体工艺中常用的一种长度单位．$1\text{mil} = 10^{-3}\text{in.}$（英寸）$= 2.54\times10^{-3}\text{cm}$（厘米）$= 25.4\mu$（微米）．

二、介质隔离

采用介质隔离技术可以改善或消除 PN 结隔离所固有的许多弊病. 图 1-2 介绍了介质隔离技术的工艺流程,其步骤如下:

(a) 在准备好的N型硅单晶的基片上,利用扩散或外延工艺制作一个 N^+ 隐埋层;

(b) 氧化. 在 N^+ 隐埋层的表面生长一层二氧化硅保护层;

(c) 光刻. 在需要隔离的部位除去表面氧化层形成窗口;

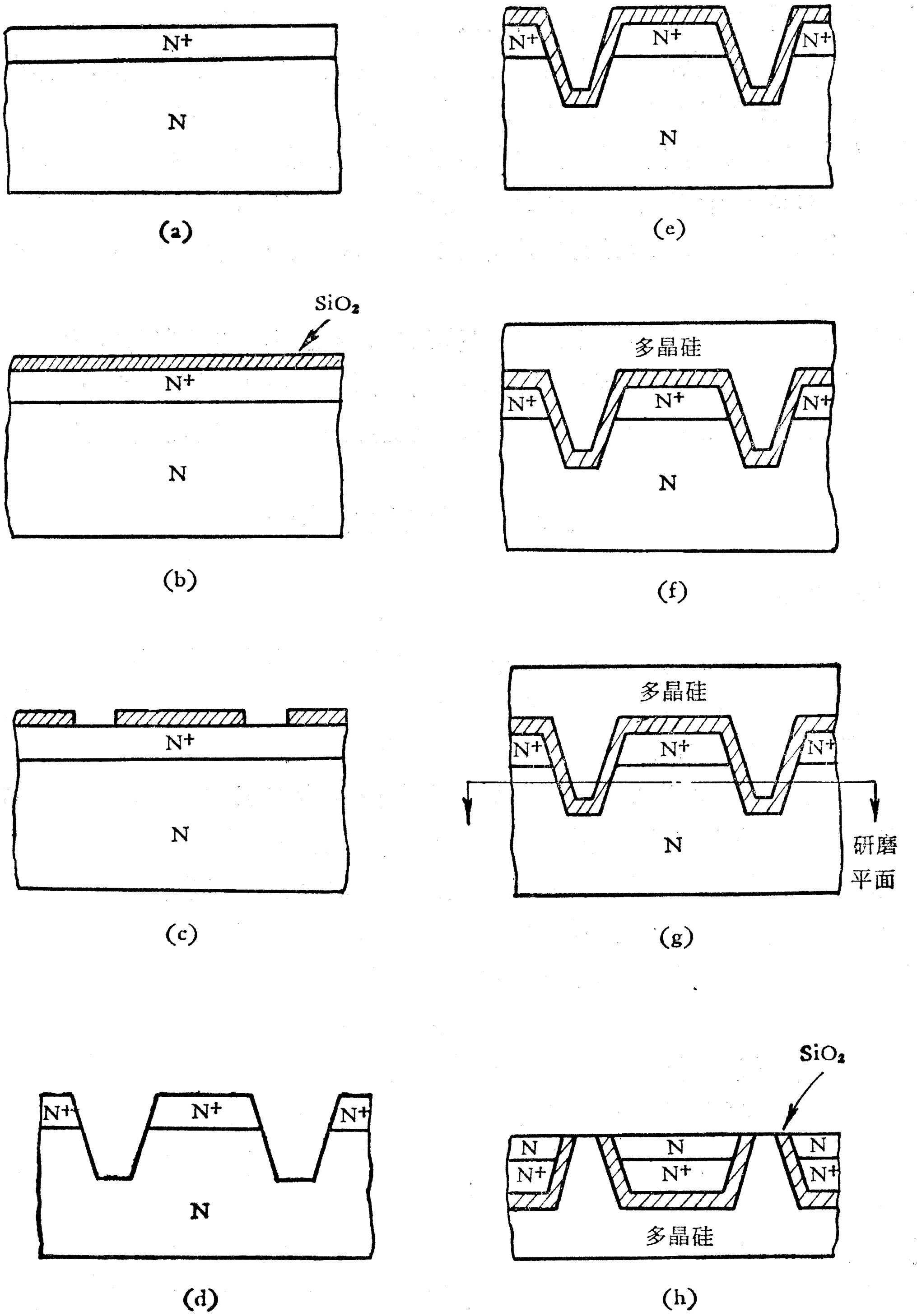


图 1-2 介质隔离的工艺流程

(a)制作 N^+ 隐埋层; (b)生长氧化层; (c)光刻隔离区的窗口; (d)用腐蚀方法形成隔离壕沟; (e)再次氧化; (f)淀积多晶硅; (g)背面研磨抛光; (h)完成后的断面图.

(d) 腐蚀．通过窗口对硅材料进行腐蚀形成隔离壕沟，壕沟的深度应超过最终所需的岛状N区的厚度；

(e) 再次氧化；

(f) 外延．在表面氧化层上淀积一层多晶硅，这个多晶硅层就是未来的衬底；

(g) 研磨．对N型基片的背面进行研磨抛光，直到将隔离壕沟的底部全部暴露出来为止．

图 1-2 (h)表示介质隔离工艺全部完成以后的断面图．它说明整个薄片以多晶硅层为衬底，而每一个准备制作元件的岛状N区都被电绝缘良好的氧化层四周包围起来．和PN结隔离技术不同，氧化层隔离不需要外加一定的偏置电压，并且不再存在寄生的有源器件，这是介质隔离技术的最大优点．但是在介质隔离的集成电路中仍然存在典型值为$0.02pF/mil^2$的寄生电容，并且通过氧化层在岛状N区和多晶硅衬底之间也将产生一定的漏电流，在25℃时这个漏电流约为1pA，在极限温度150℃时大约达到10pA．由于这种漏电流不是由反向PN结形成的，所以它不象在PN结隔离的电路中那样随着温度每升高10℃就增长一倍．

介质隔离技术的缺点是增加了旷时费资的研磨工序，并且在后续的工艺中往往要使多晶硅长时间处于高温状态，容易引起多晶硅沾污单晶硅的问题．此外，为了保证外延生长的多晶硅填满隔离壕沟，壕沟要有一定的宽度，这就势必减小了硅片的有效利用面积．

第二节　集成化晶体管

一、NPN 晶体管

在组成一个运算放大器的各种元件中，NPN晶体管不仅数量最多，而且它的质量对放大器性能的影响也最大．因此在集成工艺中，NPN晶体管的生产工艺必须予以足够的重视，其他集成元件的生产工艺通常只处于从属的地位．

采用PN结隔离的NPN晶体管的一个典型的生产工艺流程可以用图1-3来说明．第一步是利用光刻技术在选择好的基区位置上除去表面氧化层形成窗口，继而进行一次P型杂质的扩散，形成P型基区．扩散后表面再次氧化．第二步，再次光刻，在选择好的发射区及集电极引出部位上除去氧化层形成窗口，然后进行一次高浓度的N型杂质扩散，形成发射区和集电极的引出部位．扩散后表面再次氧化．第三步，第三次光刻，在晶体管各电极的引出部位上除去氧化层形成窗口，采用金属化(例如蒸铝)工艺，在电极的引出部位形成欧姆接触，但同时使硅片的整个表面都覆盖上一层铝箔．这些不在电极引出部位的铝箔通过第四次光刻腐蚀加以清除后，就完成了整个NPN晶体管的生产过程．

集成化的NPN晶体管和分立元件的NPN平面型晶体管具有基本相同的工艺结构，不同的是：

(1) 由于集成化晶体管和其他许多器件是制作在同一块硅片上的，因此这些元件相互之间以及它们同公共的衬底之间均存在着寄生参数的影响，在采用PN结隔离的情况下这种影响更其突出．这些因素造成集成化晶体管的高频性能下降．分立元件的晶体管则不存在这种不利的影响．

(2) 如图1-4所示，在分立元件的NPN晶体管中，电子流从发射极径直往下流向集

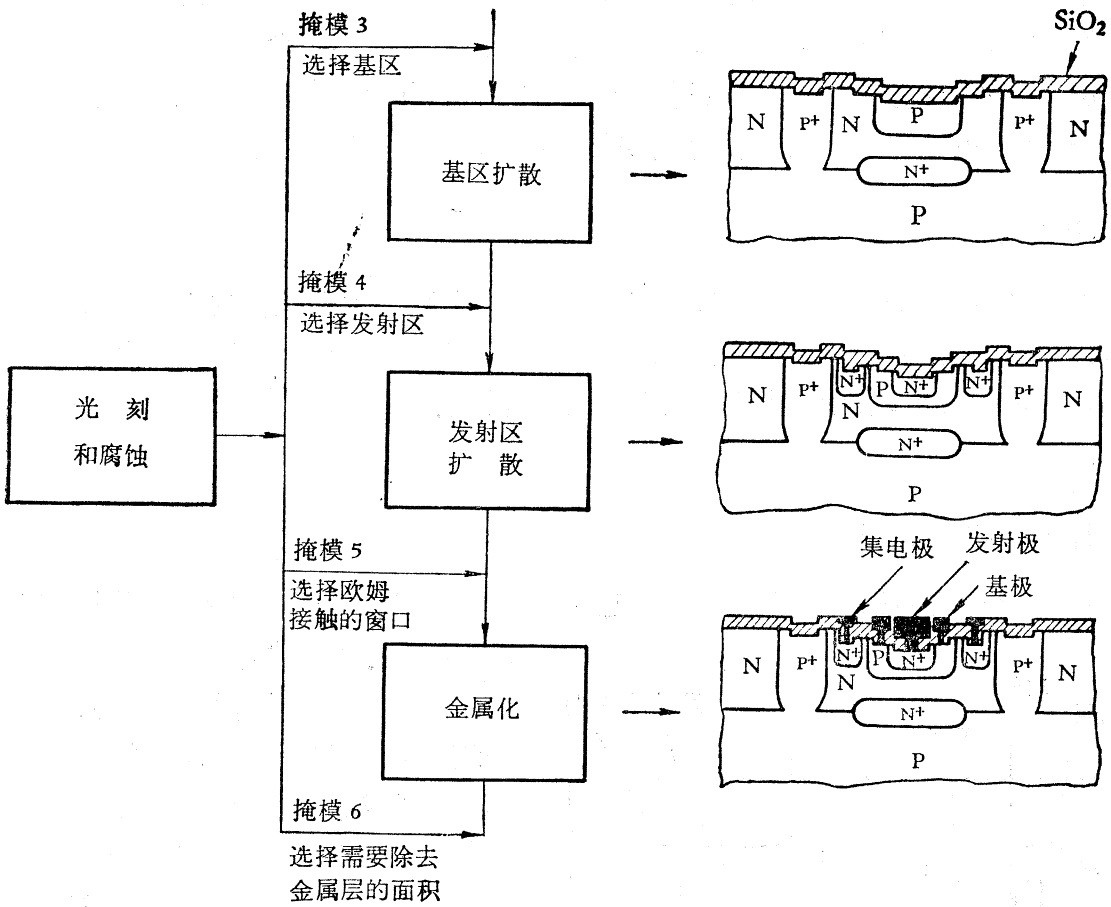


图 1-3 采用 PN 结隔离的 NPN 晶体管工艺流程

电极;而在集成化的 NPN 晶体管中,为了便于在器件之间相互连线,集电极必须在发射极的同一侧引出,因此电子流的通路延长,造成集电区的等效串联电阻增大. 这种结构特点反映在外部特性上,就使得集成化晶体管的饱和电阻值以及集电极功耗增大. 这个缺点可以通过 N^+ 隐埋层得到部分改善,由于 N^+ 隐埋层具有比N型集电区低得多的电阻率,从而可以使电子流在侧向通过集电区时的等效电阻大大减小. 这也就是设置 N^+ 隐埋层的目的.

(3) 由于工艺条件完全相同,在同一块衬底材料上制作的相邻的晶体管往往具有精

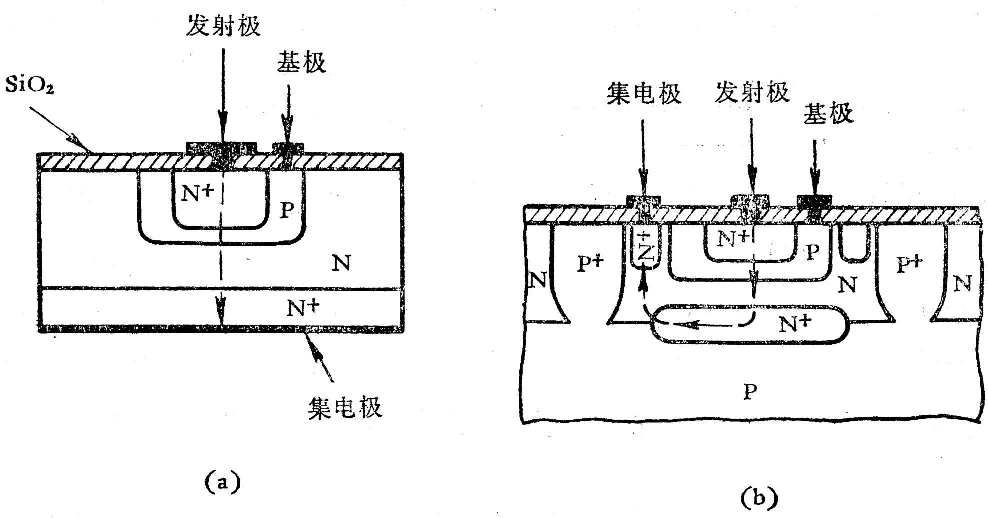


图 1-4 NPN 晶体管
(a) 分立元件的 NPN 管; (b) 集成化的 NPN 晶体管.

确的匹配特性，例如 β 的偏差小于 ±10%，U_{be} 的偏差小于 ±2mV 等等. 此外，利用集成工艺制作 200pF 以上的电容或 20kΩ 以上的电阻通常比制作一个普通晶体管占用更大的硅片面积，成本更高. 所以在集成运算放大器的电路设计中应充分利用集成化晶体管的匹配性能，并尽可能用晶体管取代电路中的电阻、电容等其他元件.

二、PNP 晶体管

利用生产 NPN 管的标准工艺，在同一块硅片上制作性能优良的 PNP 管是比较困难的. 因此在早期的集成运算放大器中，无法充分发挥 NPN 和 PNP 管互补电路的优越性. 随着集成工艺的发展，这个难题获得了部分解决，目前常见的是如图 1-5 所示的两种 PNP 晶体管.

1. 衬底 PNP 晶体管

衬底 PNP 管的结构如图 1-5 所示. 它是以 P 型衬底作为集电极的，因此只有采用 PN 结隔离的集成电路中才有可能制作这种结构的 PNP 晶体管. 岛状的 N 区就是它的基区. 在制作 NPN 管的 P 型基区时，同时制成了衬底 PNP 管的发射区. 由于载流子是沿着晶体管断面的垂直方向运动的，所以又叫作纵向 PNP 管. 这一点和图 1-4 所示的 NPN 管是一样的，换句话讲，无论是分立元件的还是集成化的 NPN 管都只有纵向结构.

根据 PN 结隔离的要求，衬底 PNP 管的集电极必须接到电源电位最低的一端，所以它在电路中通常只能作为射极跟随器（即共集电极电路）使用. 此外，衬底 PNP 管的基区（相应于 NPN 管的集电区）较宽，它的电流放大系数 β 一般小于 50，而且高频性能（f_T 约在 10 MHz 左右）也比 NPN 管差.

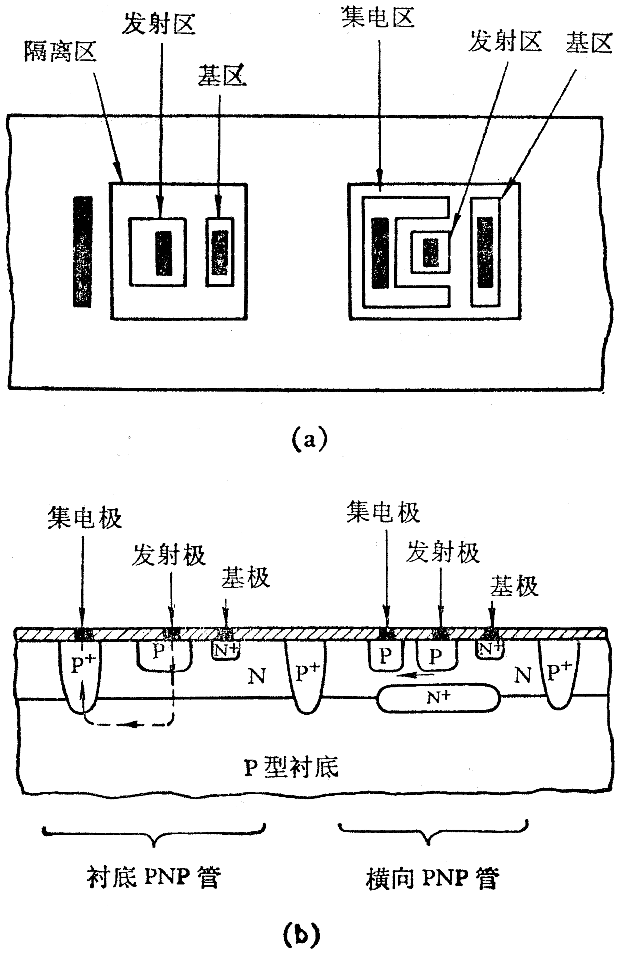


图 1-5　两种集成化 PNP 晶体管

(a) 顶视图（涂黑的面积表示金属电极）；(b) 断面图.

2. 横向 PNP 晶体管

横向 PNP 管的 P 型发射区和集电区是在制作 NPN 管的 P 型基区时同时形成的，它的 N 型基区则对应于 NPN 管的集电区（详见图 1-5）. 由于它的载流子是沿着断面的水平方向运动的，故得名为横向 PNP 管.

由于受到掩模光刻工艺水平的限制，横向 PNP 管集电区与发射区之间的间隔不可能做得太小，所以它的 β 值极低（典型值为 3—5），频率特性也很差（f_T 约在 1MHz 左右）. 但

它的结构特点使它的 $b-e$ 结和 $b-c$ 结却具有较高的反向击穿电压．在后续的章节中将看到，在集成运算放大器的电路设计中，巧妙地将普通的 NPN 管和横向 PNP 管接成共射-共基组态或其他复合组态，不仅可以弥补横向 PNP 管 β 低、频响差的缺陷，而且充分发挥了它反向击穿电压高的特长，形成了性能优良的各种放大电路．

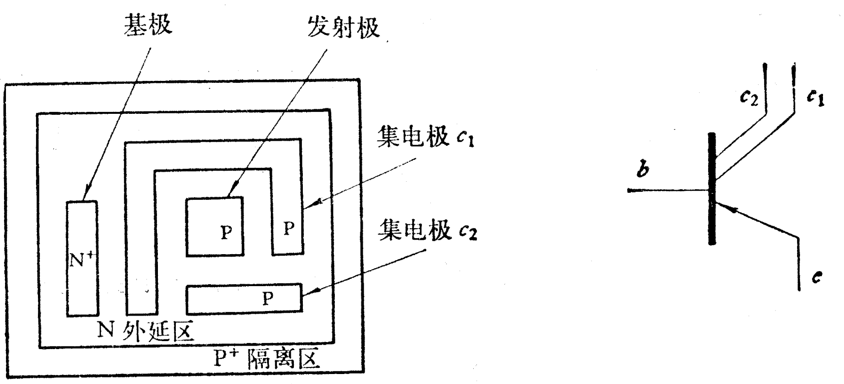
与前述的衬底 PNP 管不同，横向 PNP 管是相对独立的器件，它在电路中的组态不受任何限制，所以它比衬底 PNP 管有用得多．

三、多极晶体管

通过上述几种晶体管结构的讨论，不难看出，利用集成工艺，很容易根据电路设计人员的要求制造出多发射极或多集电极的多极晶体管．

例如在图 1-3 所示的 NPN 晶体管的工艺流程中，在进行发射区扩散之前，如果利用光刻技术在氧化层上多开几个窗口，就可以通过N型杂质扩散获得多个N型发射区．这种器件叫作多发射极 NPN 晶体管，它的通用符号如图 1-6 所示．众所周知，这种多发射极 NPN 管正是 TTL 集成电路中组成与非门的基本元件．

在近代集成运算放大器中还经常采用多集电极的横向 PNP 晶体管． 图 1-7(a) 是说



(a) (b)

图 1-7 多集电极横向 PNP 晶体管
(a) 顶视图； (b) 图形符号．

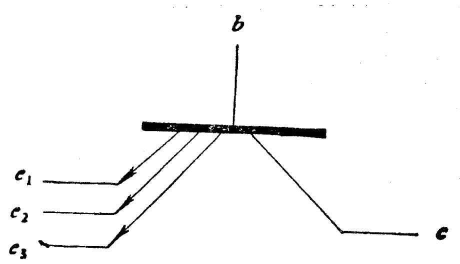


图 1-6 多发射极 NPN 晶体管

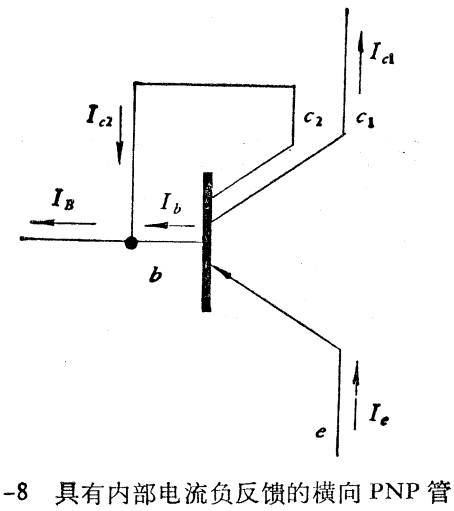


图 1-8 具有内部电流负反馈的横向 PNP 管

明它的多极结构的顶视图，(b)是它的通用符号．国产 BG303，BG305 等集成运算放大器中已经广泛采用这种新型器件．

多集电极横向 PNP 晶体管在电路中通常接成恒流源使用． 为了减小由于 β 随温度变化所引起的集电极电流漂移，可以将多集电极 PNP 管按图 1-8 的接法形成电流负反馈．图中 I_B 是稳定的偏置电流，I_b 是基极电流，I_{c1}，I_{c2} 分别是集电极 c_1 和 c_2 的电流，设它们的电流放大系数分别为 β_1 和 β_2，即

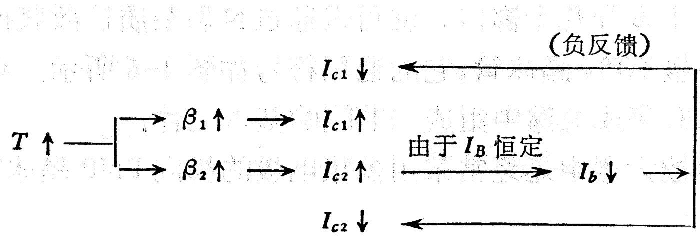
$$I_{c1} = \beta_1 I_b \tag{1-1}$$

$$I_{c2} = \beta_2 I_b \tag{1-2}$$

可见，接成上述电流负反馈的形式之后基极电流

$$I_b = I_B - I_{c2} \tag{1-3}$$

假如温度升高时，β_1 和 β_2 同时增大，则有以下的负反馈过程：



从而可以近似维持输出电流 I_{c1}（或 I_e）不变．

除此以外还可以把按图 1-8 连线的多极 PNP 管等效为一个普通的 PNP 管，这个等效晶体管的基极电流是 I_B，集电极电流是 I_{c1}，等效电流放大系数是

$$\beta = \frac{I_{c1}}{I_B} \tag{1-4}$$

如果两个集电区 c_1 和 c_2 的面积比为 N，则在相同的 I_b 下，两个集电极电流之比等于对应的集电区面积比 N，即

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \frac{\beta_1}{\beta_2} = N \tag{1-5}$$

所以

$$\beta = \frac{I_{c1}}{I_B} = \frac{I_{c1}}{I_{c2} + I_b} = \frac{N}{1 + \frac{1}{\beta_2}} \tag{1-6}$$

如果令 $\beta_2 \approx 1$（即 $I_{c2} \approx I_b$），则上式进一步简化为

$$\beta \approx \frac{N}{2} \tag{1-7}$$

式(1-7)表明，在 $\beta_2 \approx 1$ 的条件下，与图 1-8 等效的 PNP 管的电流放大系数将仅仅取决于两个集电区的面积比 N．例如选择 $N = 4$，就可以使等效 PNP 管的 $\beta \approx 2$．所以按图 1-8 连线的横向 PNP 管又称为可控横向管，意思是它的等效电流放大系数 β 可以通过改变两个集电区的图形面积比 N 方便地加以控制．

第三节　集成化的无源元件

在集成运算放大器中除了晶体管以外还包括各种常见的无源元件，如二极管、稳压

管、电阻、电容等，它们的工艺结构和特性分别简介如下.

一、二极管

晶体管的任何一个PN结原则上都可以作为二极管使用，因此在制作NPN晶体管的标准工艺流程中便可同时制作二极管. 图1-9是常见的三种二极管的结构形式，但获得普遍使用的只是其中的b-e结二极管.

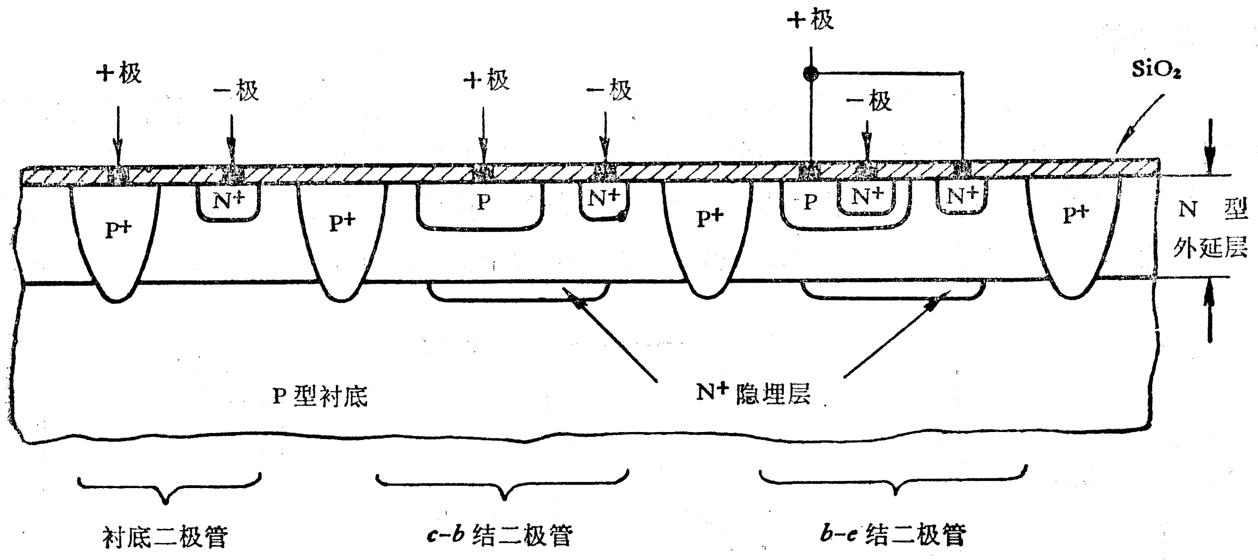


图 1-9 采用PN结隔离技术的三种集成化二极管

1. 衬底二极管

在PN结隔离技术中，衬底和N型外延层之间的隔离PN结便是衬底二极管. 它具有较高的反向击穿电压，但是很少得到使用，原因是硅片的共同衬底必须接到电源的电位最低端.

2. c-b 结二极管

由NPN晶体管的集电区与基区构成的PN结叫作c-b结二极管，它的反向击穿电压也比较高，并且和同一块衬底上的其他器件之间是隔离的.

但是，c-b结二极管的正极、负极和衬底之间将形成一个寄生的PNP晶体管，而且由于隔离的需要，衬底又必须接到电路的负电源上，因此当这种二极管处于正向偏置时，作为寄生PNP管集电区的衬底将有电流通过. 由此可见，这种c-b结二极管也不能获得普遍应用.

3. b-e 结二极管

把常规的NPN晶体管的集电极和基极短接以后便形成了所谓的b-e结二极管，它的图形符号如图1-10所示.

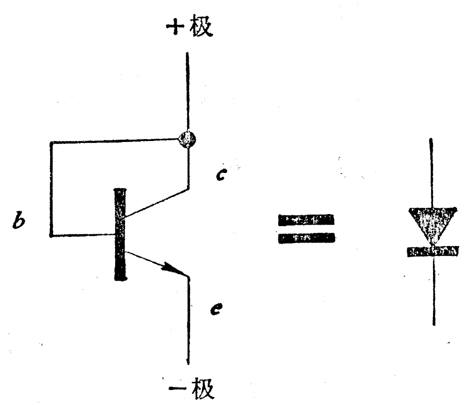


图 1-10 b-e 结二极管的图形符号

和常规的NPN晶体管一样，这种 $b-e$ 结二极管和同一块衬底上的其他器件是相互隔离的，并且由于P型基区的四周均被N型集电区所包围和短路，所以不可能形成象 $c-b$ 结二极管那样的寄生PNP晶体管．这正是这种结构的二极管在目前的集成电路中获得普遍应用的主要原因．

不过由于制造NPN晶体管的最佳工艺要求，它的 $b-e$ 结反向击穿电压通常只有 5—7V，然而绝大多数集成运算放大器中使用的二极管对此已经满足了．

二、稳压管

利用反向击穿电压比较低的 $b-e$ 结二极管恰好可以构成集成化的稳压管．它的动态电阻约为 60—100Ω，电压温度系数约为 +2mV/℃(即 $+3\times10^{-4}$/℃ 左右)．

图 1-11 (a) 是集成化稳压管的图形符号，图(b)表示利用射极跟随器可以减小稳压管的动态电阻，但这时跟随器输出电压的温度系数反而增大为 +4mV/℃ 左右．这是因为跟

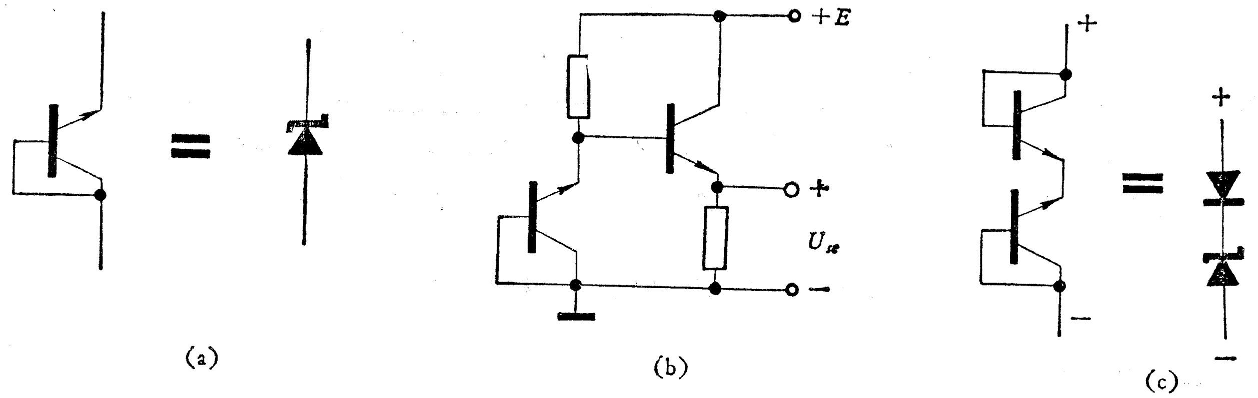


图 1-11　集成化稳压管

(a) 图形符号；(b) 利用射极跟随器以减小动态电阻；(c) 采用温度补偿的稳压管．

随器晶体管的 $b-e$ 结处于正向偏置，它的温度系数约为 −2mV/℃．图 (c) 采用两个 $b-e$ 结反向串联的办法，利用正向偏置PN结的负温度系数对稳压管进行温度补偿，从而获得较低的温度漂移．但是采用这种温度补偿措施以后，稳压管的动态等效电阻增加了．不言而喻，如果将图(b)和(c)的两种措施结合起来，定能制作出动态电阻和温度漂移都更小的稳压电路．

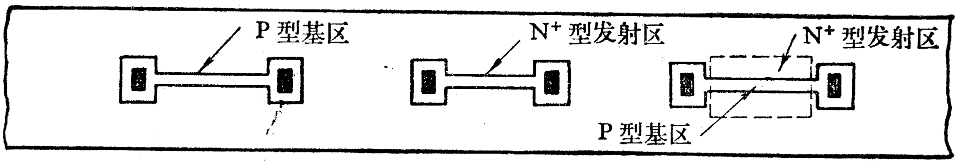
三、电阻

常见的集成化电阻元件包括半导体扩散电阻和金属膜电阻两大类．

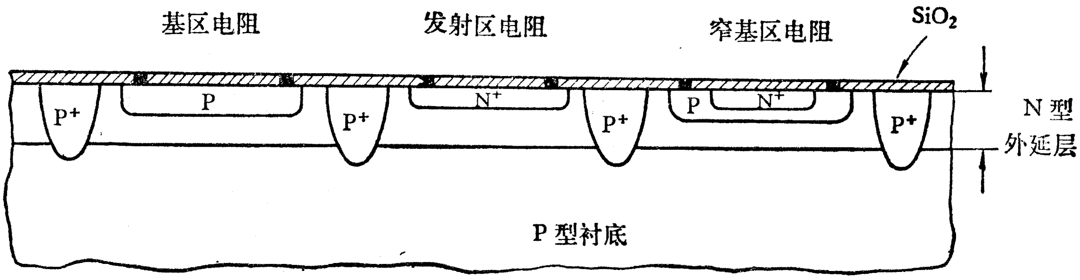
1. 扩散电阻

利用 PN 结隔离技术制造的三种扩散电阻分别称为基区电阻、发射区电阻和窄基区电阻，它们的结构如图 1-12 所示．最常用的是基区电阻，它的阻值范围约为 100Ω—20kΩ，阻值与额定值之间的误差约为 ±20%，温度系数约为 +0.2%/℃．发射区的电阻率很低，因此发射区电阻的阻值也很低，约为 20—100Ω．窄基区电阻的阻值最高，大约可以达到 10—500kΩ，这是因为它的导电通路的有效截面被N型发射区大大压缩．然而它的阻值误差很大，约为 −50—+100%，温度系数也比其他两种扩散电阻差，约为 +1%/℃．

然而，在同一块硅片上几何尺寸相同的两个相邻电阻却可以做得相当匹配，它们之间的阻值误差大约在 ±3% 以内.



(a)



(b)

图 1-12 三种扩散电阻的结构形式
(a)顶视图； (b)断面图.

2. 金属膜电阻

标准工艺中的金属化技术不仅可以用来制作器件的电极和它们之间的相互连线，还可以在表面氧化层上面制作金属膜电阻. 用来制作金属膜电阻的有：镍-铬、硅-钼、硅-铬等合金材料. 金属膜电阻的特点是具有较低的温度系数，约为 −0.01%/℃，而且比扩散电阻具有更为优良的匹配性能.

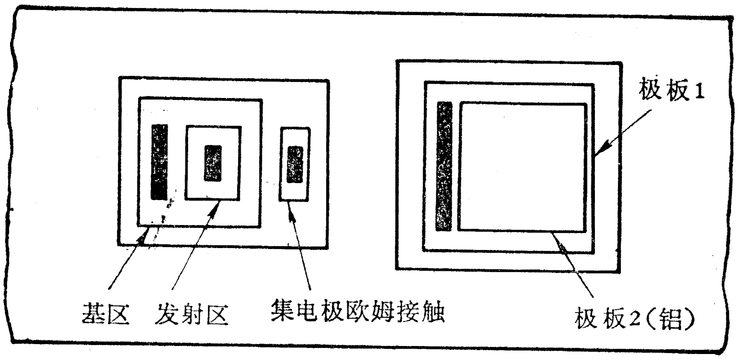
从以上的讨论中可以得出两条有用的结论：第一是在集成电路中应当充分发挥电阻元件匹配性能好的特点；第二是尽量避免采用高值电阻，因为这种元件不仅占用较大的硅片面积，而且成本也很高.

四、电容

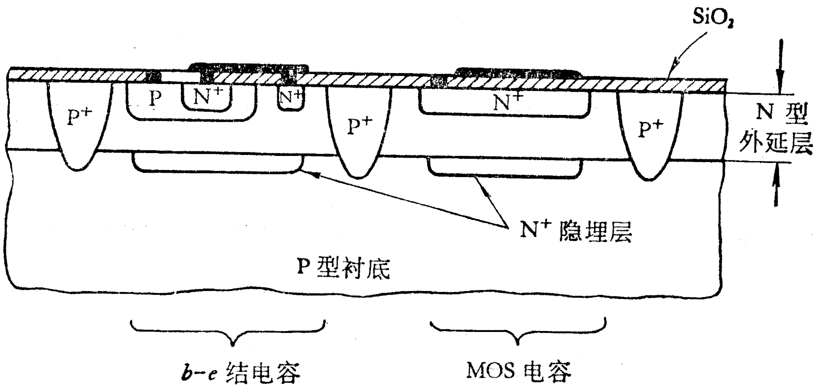
图 1-13 是两种集成化电容的结构形式.

一般说来，任何一个反向偏置的 PN 结都可以当作电容器使用. 图中表示的是 b-e 结电容，在单位面积内它的电容量比较高，但反向击穿电压同样只有 5—7V. PN 结电容的电容量与结面积成正比，但将随着反向电压的增加而减小，后面这种特性使它可以作为振荡或调谐电路中的压控元件来使用. 必须指出，PN 结电容只有在反向偏置的条件下才有实用价值，这是因为当 PN 结正向偏置时它的阻抗非常低，所以 PN 结电容是有极性的电容器.

另一种集成化电容是利用二氧化硅保护层作为绝缘介质的 MOS（金属-氧化物-半导体）电容，又叫氧化物介质电容. 它利用覆盖在氧化层上面的铝箔作为上极板，用紧贴着氧化层的N型硅（发射区）作为下极板，构成一个平行板电容器. 虽然 MOS 电容具有较



(a)



(b)

图 1-13 两种集成化电容的结构形式
(a) 顶视图; (b) 断面图.

高的击穿电压，但作为绝缘介质的氧化层一旦出现个别的针孔状缺陷，就会造成电容器短路，所以它对工艺的要求是比较高的.

由于集成化电容器的电容量几乎和它所占用的硅片面积成正比，因此在集成电路中目前仍只限于使用电容量很小(例如 200pF 以下)的电容器.

集成化电容器的另外一个缺点是存在寄生参数的影响. 如图 1-13 所示，这些集成化电容器通常至少有一个极板是和衬底上的某些区域连接在一起的，因此不可避免地会在这些部位产生寄生电容效应. 最后和其他集成化器件一样，集成化电容器的电容量也具有较大的偏差，通常达到 ±50% 左右. 由于这些原因，在集成电路中这些电容器仅仅应用于对电容量要求不甚严格的场所，例如运算放大器的相位补偿或高频旁路等.

第四节 特 殊 器 件

上面提到的集成化元件通常都可以利用 NPN 晶体管的标准工艺流程 (见图 1-3) 同时制作. 这一节要介绍的则是必须部分修改上述标准工艺流程才能制作的某些特殊器件，如超 β 晶体管、结型和 MOS 型场效应晶体管等. 诚然采用这些特殊器件将使生产工艺更加复杂，但是由于它们对于改善集成运算放大器的性能具有重大的影响，所以在近代的集成运算放大器中日益被广泛采用.

一、超β晶体管

为了提高集成运算放大器的零漂指标，希望输入级的晶体管在极低的基极偏置电流(例如 $I_b < 10nA$*)下仍能达到 $\beta = 2000$—10000 的超高增益，这种特殊器件就叫做超β晶体管. 为了制作超β晶体管，必须把基区做得尽可能薄(约为 2500 Å**)，这样势必降低晶体管的反向击穿电压($BV'_{ceo} < 5V$).

目前制作超β晶体管的办法有两种. 一种办法是在 NPN 晶体管的标准生产工艺中增加一次 P 型杂质的薄基区扩散，专门用来制作超β晶体管的基区. 另一种办法是仍采用标准的 P 型杂质基区扩散，然后分别进行两次 N^+ 型/发射区扩散. 第一次 N^+ 型扩散专门用来制作超β晶体管的发射区,它的扩散深度应比标准工艺更深些,以便获得超β晶体管所需的薄基区. 第二次 N^+ 型扩散则只用来制作常规 NPN 管的发射区.

二、结型场效应晶体管

如果要求电路具有比超β晶体管更高的输入阻抗,就需要采用场效应晶体管.

P 型沟道的结型场效应管具有如图 1-14 所示的结构形式. 它的源极和漏极制作在同一个 P 区内,因此这两个电极之间存在一个 P 型的导电沟道,第三个电极叫栅极，通过改变栅极和源极之间的电压便可以控制导电沟道的电阻率，从而改变漏极和源极之间的电流.

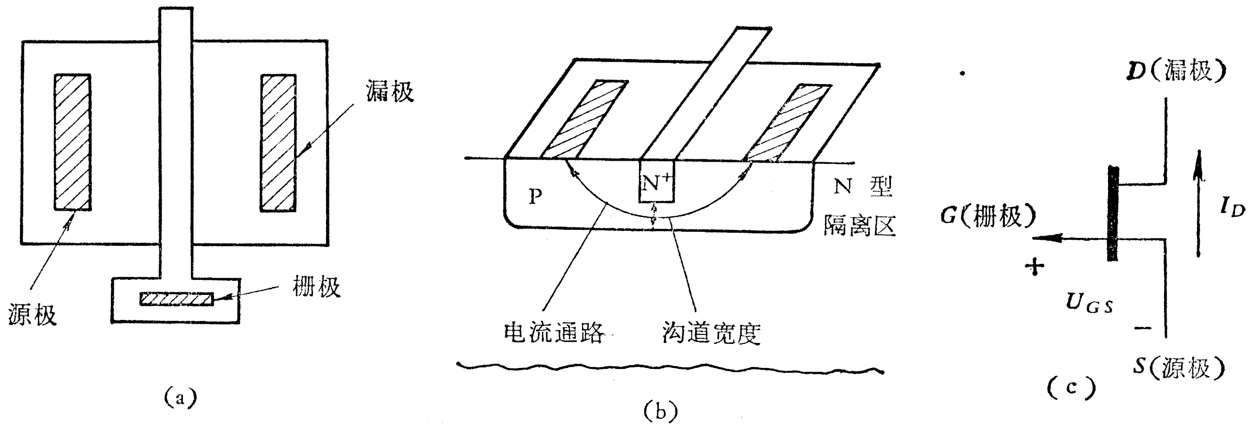


图 1-14 P 沟道结型场效应管
(a) 顶视图; (b) 断面图; (c) 图形符号.

由于栅极和源极或漏极都是处于反向偏置的 PN 结，所以这种器件具有很高的输入阻抗.

从原则上来说，结型场效应管的 P 区和 N^+ 区都可以分别通过标准工艺中的 P 型基区扩散和 N^+ 型发射区扩散来获得. 然而这种工艺使 N^+ 型栅区底下的沟道宽度太大，达不到实用的要求. 为了使结型场效应管具有满意的性能,它的沟道宽度必须做得很窄，为此可以利用制作超β晶体管的任何一种工艺措施.

---

* nA: 毫微安. $1nA = 10^{-9}A = 10^{-3}\mu A$.

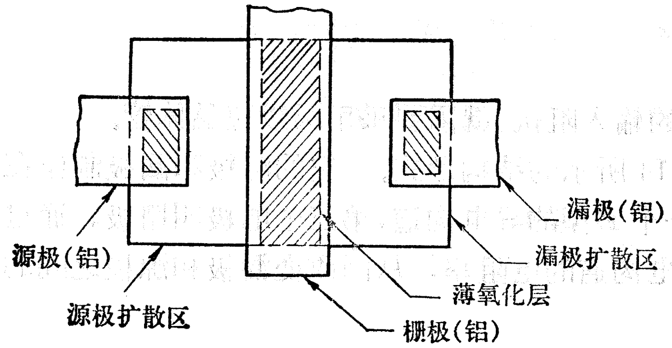
** Å: 埃, $1Å = 10^{-8}cm$.

三、MOS型场效应晶体管

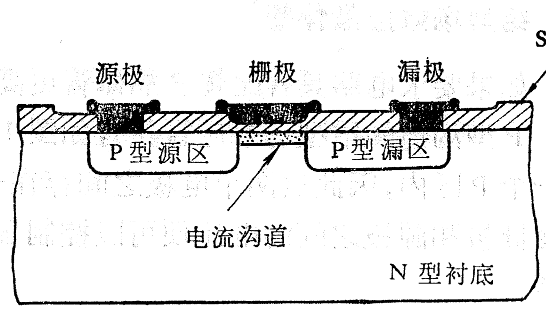
由于栅极和晶体管本体之间有一层氧化物介质作为绝缘，所以MOS型场效应管比结型场效应管具有更高的输入阻抗.

图1-15是P沟道MOS型场效应晶体管(简称PMOS)的结构形式. 只要对制作NPN晶体管的标准工艺略加修改便可以制作这种器件. 例如P型基区扩散可以利用来制作N型本体上的P型源区和漏区，然后利用光刻清除源区和漏区之间的表面氧化层，制作栅区所需的薄氧化层，最后通过金属化工艺制作栅极的铝板.

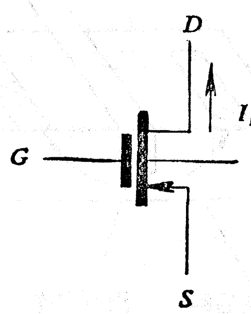
但是在标准工艺中，凡是当金属的互连线通过中间隔着一个N区的两个P区时都将产生寄生的PMOS器件. 例如当金属连线经过同一个隔离岛上的两个P型基区电阻，或



(a)



(b)



(c)

图 1-15 P沟道MOS型场效应管
(a) 顶视图; (b) 断面图; (c)图形符号.

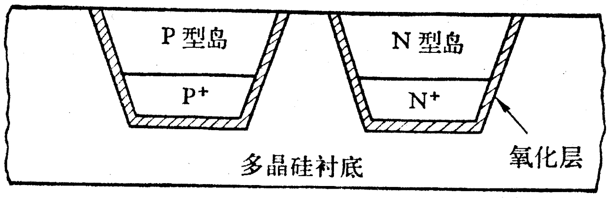
一个P型基区和另一个P^+型隔离区时，都将产生上述的寄生现象. 在这种寄生结构中，金属连线相当于栅极，两个P型区分别成为源区和漏区，这两个P区之间的N区则构成寄生PMOS器件的本体. 虽然这些寄生器件的开启电压数值很大，但是一旦外加电压达到开启电压，漏-源之间将导通，从而破坏了集成电路的性能.

与PMOS相反，N沟道MOS管需要一个P型本体，所以制造NMOS器件时需要在标准工艺中增加一次P型的本体扩散. 这种本体扩散通常不能用标准工艺中的基区扩散来替代，原因是前者所需的杂质浓度大约比后者小100倍. 以后的生产工艺和PMOS器件大体相同，标准工艺中的发射区扩散现在用来制作NMOS器件的N型源区和漏区.

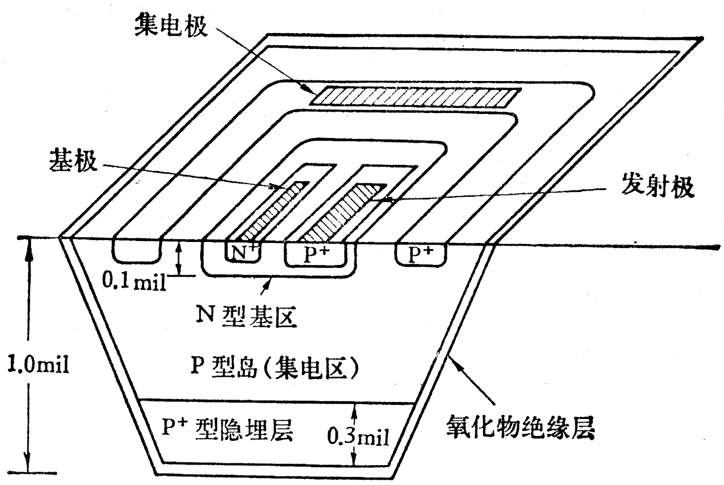
标准工艺经过上述修改以后，可以在同一块衬底上同时制作NMOS和PMOS两种器件，因此使电路设计人员可以在设计中广泛采用两种MOS管的互补电路(简称CMOS).

四、高频晶体管

如前所述,利用标准工艺虽然可以制造高频的 NPN 晶体管,但制造的横向 PNP 晶体管频率特性很差,为了提高集成运算放大器的频带,向集成工艺提出了在同一块衬底材料上同时制作高频的 NPN 和 PNP 管的任务. 为了提高 PNP 管的截止频率, 主要的因素仍然是尽量减小基区的宽度,为此研究人员不得不重新考虑采用纵向 PNP 管的结构形式.



(a)



(b)

图 1-16 采用介质隔离的高频 PNP 管
(a) 介质隔离工艺; (b) 高频 PNP 管的结构.

利用介质隔离技术制作的高频 PNP 管, 可以用图 1-16 来说明. 其中图(a)说明, 为了兼容纵向结构的 PNP 和 NPN 管,需要修改常规的介质隔离工艺(见图 1-2), 以便同时获得作为 PNP 管集电区的 P 型岛和作为 NPN 管集电区的N型岛. 这可以在 P 型岛的部位将N型硅腐蚀掉,然后在这个选择好的部件上采用外延工艺生长一层 P 型硅.

在图 1-16 (a) 所示的基片上需要通过四次光刻扩散工艺才能完成高频 PNP 和 NPN 管的生产. 第一次光刻扩散是制作 PNP 管的N型基区;第二次是 P 型扩散,制作 NPN 管的基区和其他电阻元件;第三次是 P^+ 型扩散, 用来制作 PNP 管的发射区和集电区的欧姆接触; 最后一次是 N^+ 型扩散, 用来制作 NPN 管的发射区和集电区的欧姆接触. 金属化相互连线的制作和标准工艺相同. 图 1-16(b) 是制成的高频 PNP 管断面图.

利用制作高频晶体管的这种生产工艺也可以在N型岛上制作 PMOS 器件, 在 P 型岛上制作 NMOS 器件.

小　　结

根据集成化元件的特点可以得出以下几条简短的结论：

（1）用集成工艺一般只能制作小于 200pF 的电容器，而且随着电容量增大，它所占用的硅片面积也更大．至于集成化电感的制造就更困难了，这个课题目前还只处于科研阶段．由于这些限制，在集成电路中一般只能采用直接耦合的电路结构．

（2）集成化电阻所占用的硅片面积一般也随着电阻值的增大而增大，而且阻值的误差大，温度系数也比较差．所以一方面应避免使用高阻值(大于 20kΩ)的电阻；另一方面如有可能应尽量采用晶体管来代替电阻、电容等无源元件．这是因为在集成电路中增加一、两只晶体管，不仅没有增加任何工序，而且占用的硅片面积相对来说也是比较小的．这一点和分立元件电路的设计原则是截然相反的，因为在分立元件电路中，为了降低成本总是力图减少晶体管的数目，而尽量采用廉价的电阻、电容等无源元件．

（3）大多数集成化元件的参数误差大，温度系数也较差，但同一块硅片上相邻元件的匹配性能却比较好（见表 1-1）．为了取其长处避其短处，在模拟集成电路中一般都采用要求元件匹配性能良好的差动放大电路，或采用放大倍数只取决于电阻比值的负反馈放大电路，而不采用对元件参数的精度要求很高的其他电路形式．

表 1-1　部分集成化元件的参数特点

元件参数		典型值	公差	温度系数
NPN 晶体管	电流增益 β	20—100	−30%—+50%	+0.5%/℃
	相邻管的 $\Delta\beta$		±10%	
	发射结正向压降 U_{be}	0.7V	±3%	−2mV/℃
	相邻管的 ΔU_{be}		±2mV	±10μV/℃
基区扩散电阻	电阻值 R	100Ω—20kΩ	±20%	+0.2%/℃
	相邻电阻的 ΔR		±3%	±0.005%/℃
PN 结电容	电容量	<200pF	±50%	

参　考　文　献

[1] Meyer, C. S., Lynn, D. K. and Hamilton, D. J., eds., Analysis and Design of Integrated Circuits, McGraw-Hill, New York, 1968.

[2] Connely, J. A., Analog Integrated Circuits—Devices, Circuits, Systems, and Applications, John Wiley & Sons, New York, 1975.

[3] Prensky, S. D., Manual of Linear Integrated Circuits—Operational Amplifiers and Analog ICs, Reston Publishing Co., 1974.

[4] Roberge, J. K., Operational Amplifiers—Theory and Practice, John Wiley & Sons, New York, 1975.

第二章　集成运算放大器的单元电路

和分立元件电路相似，集成运算放大器大体上也是由以下四部分电路组成的：

(1) 输入级——由平衡的差动放大器组成，以获得尽可能低的零点漂移和尽可能高的共模抑制比 (CMRR)，它也是放大器的第一增益级；

(2) 偏置电路—— 为各级放大电路设置合适的静态工作点；

(3) 中间级——通常担负从双端输出转换为单端输出以及电平移动等职能，并且常常是主要的电压增益级；

(4) 输出级——通常为射极跟随器或互补推挽电路，以期提高放大器输出端的负载能力.

但由于集成化元件的工艺特点，在集成运算放大器中，上述各种电路的结构形式往往具有它们自己的特点. 尤其是作为输入级的差动放大器，如果以分立元件电路的传统观点来看，就会发现它们在许多场合下已经变得面目全非了. 本章将重点介绍集成运算放大器中各种单元电路的特殊结构，而对于那些大体上仍旧保持与分立元件电路相同结构的单元电路就不再细讲了.

第一节　模拟集成电路的主要设计思想

回顾一下集成化元件的结构特点，我们不妨把模拟集成电路的设计思想择要归纳如下：

(1) 电路的性能尽可能依赖于元件参数值之间的匹配或它们的比值，而不可依赖于元件参数值本身. 其中突出的例子就是差动电路. 大家都知道，一个单管放大器的静态工作点和其他性能往往由于元件参数值的不准确而发生很大的变化，这当然是不好的. 然而这些变化通常可以用另一个结构相同的放大器来加以补偿，条件是这两个放大器的各个相应元件的参数值虽不十分准确，但却能很好地相互匹配. 这就是参数补偿的原理. 此外，利用负反馈的原理也可以达到上述要求.

(2) 尽可能在电路中用晶体管取代电阻、电容等无源元件. 原因是晶体管通常比它所取代的其他元件占用更小的硅片面积，参数值也更易匹配. 为此有源负载和直接耦合的放大电路获得了广泛的应用.

(3) 如果某种复合结构的电路比简单结构效果更好的话，就采用复合结构. 复合结构通常是指像复合晶体管、晶体管的共射-共基电路或共集-共基电路等电路结构. 假如两个晶体管的性能各自都有一些弱点，那末采用上述复合结构将它们联接在一起以后，有可能在性能上超过一个成本高、工艺复杂的晶体管. 举例来说，运算放大器的输入级通常要求晶体管在电流增益和反向击穿电压两方面都具有较高的指标，为此可以将一个超 β 晶体管(它的击穿电压极低)和另一个横向 PNP 晶体管(它的 β 极低，但击穿电压较高)接

成共射-共基电路，从而在电流增益和击穿电压两方面同时给出最佳性能.

(4) 如果集成化元件的性能和成本确实不如一个分立元件的话，就采用"外接"的办法来解决. 许多集成运算放大器都需要外接一两个电容以抑制自激振荡，又如 BG305，XFC75 等集成运算放大器的偏置电阻 (100kΩ—1MΩ) 都是外接的.

这些不同于分立元件电路的设计思想在以后分析各种集成运算放大器的典型电路时将会经常看到它们的具体运用.

第二节 差动输入级

一、差动放大器的基本原理

差动放大器的典型电路如图 2-1 所示. 它由两个特性非常接近 ($\beta_1 \approx \beta_2$, $U_{be1} \approx U_{be2}$) 的晶体管 T_1 和 T_2 组成. 两管的集电极静态电流由它们的发射极与负电源之间的一个公共的恒流源 I_0 所确定.

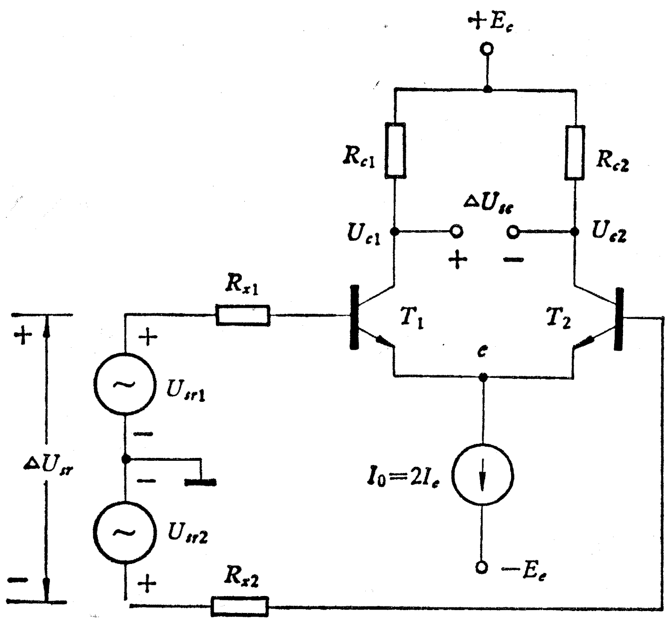


图 2-1 差动放大器

在静态时，$U_{sr1} = U_{sr2} = 0$，如果两管的集电极电阻和信号源内阻又分别相等 ($R_{c1} = R_{c2}$, $R_{x1} = R_{x2}$)，则整个电路处于对称平衡状态，这时

$$I_{c1} = I_{c2} = I_c \approx \frac{I_0}{2}$$

$$U_{c1} = U_{c2}$$

所以差动输出电压

$$U_{sc} = U_{c1} - U_{c2} = 0$$

当环境温度改变引起两管的集电极电流变化时，一方面由于发射极恒流源 I_0 的作用可以大大减小每个晶体管的集电极电流变化，这种作用称为共模反馈；另一方面，只要两管的参数是匹配的，它们的集电极电流变化量必然近似相等 ($\Delta I_{c1} \approx \Delta I_{c2}$)，从而使差动输出端的电压变化量进一步减小，即有

$$\Delta U_{sc} = \Delta U_{c1} - \Delta U_{c2} \approx 0$$

所以说这种差动电路对于抑制直流放大器的零点漂移是十分有效的．这种利用对称电路的参数相互补偿来抑制零点漂移的运算放大器，又称为参数补偿式运算放大器．它是目前国内外集成运算放大器中普遍采用的一种电路结构．

1. 差模特性

如果两个输入端的信号大小相等、极性相反，即

$$U_{sr1} = -U_{sr2} = \frac{1}{2}\Delta U_{sr}$$

就称为差动输入信号．这时 T_1 的电流增加、T_2 的电流减小，即

$$\Delta I_{c1} = -\Delta I_{c2}$$

因而两管发射极的总电流 $2I_e = I_0$ 维持不变，也即 e 点的电位不变，所以在动态等效电路中 e 点同样可以作为接点地看待．图 2-2 画出了差动输入时放大器的等效电路，设 $R_{x1} = R_{x2} = R_x$，$R_{c1} = R_{c2} = R_c$，$r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$，$\beta_1 = \beta_2 = \beta$，则

$$\Delta I_b = \Delta I_{b1} = -\Delta I_{b2} = \frac{\Delta U_{sr}}{2(R_x + r_{be})}$$

$$\Delta I_c = \Delta I_{c1} = -\Delta I_{c2} = \beta \Delta I_b$$

$$\Delta U_{sc} = -\Delta I_{c1}R_{c1} - (-\Delta I_{c2}R_{c2}) = -2\Delta I_c R_c$$

所以

$$K = \frac{\Delta U_{sc}}{\Delta U_{sr}} = -\frac{\beta R_c}{R_x + r_{be}} \qquad (2\text{-}1)$$

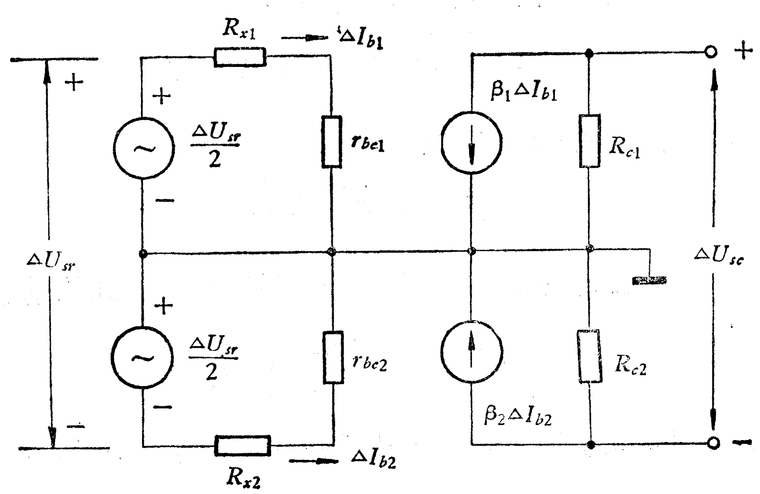


图 2-2　差动输入时的等效电路

式(2-1)说明，在双端输入-双端输出的情况下，差动放大器的电压放大倍数和一个单管的共射极放大器一样．

不难证明，在双端输入-单端输出(假设输出端为 T_1 的集电极)的情况下，差动放大器的电压放大倍数将是单管共射极放大器的一半，即

$$K = -\frac{1}{2}\frac{\beta R_c}{(R_x + r_{be})} \qquad (2\text{-}2)$$

差动放大器的输入电阻是晶体管基-射极动态电阻的两倍，即

$$r_{sr} = 2r_{be} \tag{2-3}$$

差动放大器的输出电阻,在双端输出时为

$$r_{sc} \approx 2R_c \tag{2-4}$$

而在单端输出时为

$$r_{sc} \approx R_c \tag{2-5}$$

考虑到 r_{be} 和晶体管的发射极静态工作电流 I_e 联系紧密,所以差动放大器的电压放大倍数和输入电阻都可以直接表现为它的静态偏置电流的函数.

我们知道,晶体管的发射结电流方程式可以表为

$$I_e = I_s(e^{qU_{be}/kT} - 1) \tag{2-6}$$

式中,I_s 是 PN 结的反向饱和电流,在 PN 结的工艺结构确定以后,它是一个与环境温度有关的系数;k 是波耳兹曼常数,$k = 1.38 \times 10^{-23}$ 焦/K;q 为电子电荷量,$q = 1.60 \times 10^{-19}$ 库,T 为绝对温度,单位是 K.

在正向偏置的条件下,由于 $e^{qU_{be}/kT} \gg 1$,式(2-6)可以简化为

$$I_e \approx I_s e^{qU_{be}/kT} \tag{2-7}$$

由于

$$\frac{dI_e}{dU_{be}} = \frac{q}{kT} I_s e^{qU_{be}/kT} \approx \frac{q}{kT} I_e$$

可见,晶体管的发射结动态电阻

$$r_e = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_e} \approx \frac{1}{\dfrac{dI_e}{dU_{be}}} = \frac{kT/q}{I_e} \tag{2-8}$$

当室温为 25℃ 时,$T = 273 + 25 = 298$ K,所以系数

$$\frac{kT}{q} = 25.7 \text{ mV} \approx 26 \text{ mV}$$

代入式(2-8)得常温下发射结的动态电阻

$$r_e(\Omega) = \frac{26(\text{mV})}{I_e(\text{mA})} \tag{2-9}$$

如果进一步把基区电阻 r_b 考虑进来,则晶体管基-射极之间的动态电阻可表为[1]

$$r_{be} = r_b + (\beta + 1)\frac{26}{I_e} \tag{2-10}$$

将式(2-10)代入式(2-1),设 $r_{be} \approx (\beta + 1)\dfrac{26}{I_e} \gg R_x$,$\beta \gg 1$,$I_e$ 的单位为 mA,R_c 的单位为 kΩ,则双端输出时差动放大器的电压放大倍数可以表为

$$K \approx -40\, I_e R_c = -20\, I_0 R_c \tag{2-11}$$

而单端输出时的电压放大倍数表为

$$K \approx -10\, I_0 R_c \tag{2-12}$$

同理,双端输入时差动放大器的输入电阻

$$r_{sr} = 2\, r_{be} \approx 2(\beta + 1)\frac{26}{I_e} = \frac{2 \times 26}{I_e/(\beta + 1)} \approx \frac{50}{I_b} \tag{2-13}$$

式中,若 I_b 的单位为 μA,则 r_{sr} 的单位为 kΩ.

利用式(2-11)至(2-13)来估算差动放大器的电压放大倍数和输入电阻是很方便的.

重要的是公式还表明，改变放大器的静态偏置电流可以有效地控制它的电压放大倍数和输入电阻，但高增益和高输入阻抗这两个指标之间是矛盾的.

2. 共模特性

在图 2-1 所示的差动放大器中，如果两个输入端的信号大小相等，极性又相同，即

$$U_c = U_{sr1} = U_{sr2} \neq 0$$

U_c 称为共模输入信号. 显然，这时放大器的差动输入信号为零，即

$$\Delta U_{sr} = U_{sr1} - U_{sr2} = 0$$

假如发射极的恒流源 I_0 是理想的，那么在上述共模输入信号的作用下，e 点的电位将随之变化，并有

$$\Delta U_e = U_{sr1} = U_{sr2}$$

这时两管的集电极电流为恒流源所限定不能变化，所以输出端的差动电压仍为零，即

$$U_{sc} = U_{c1} - U_{c2} = 0$$

所以理想的差动放大器不放大输入端的共模信号，这就是所谓的共模抑制能力.

实际情况是恒流源 I_0 并非理想，差动电路也不可能做到完全对称(例如 $\beta_1 \neq \beta_2$，或 $R_{c1} \neq R_{c2}$)，因此在共模输入信号作用下，差动放大器的输出电压 $U_{scc} \neq 0$. 为此将差动放大器的共模电压放大倍数定义为

$$K_c = \frac{U_{scc}}{U_c} \tag{2-14}$$

因此折合到放大器输入端的共模误差电压为

$$U_c' = \left|\frac{U_{scc}}{K_d}\right| = \left|\frac{U_c K_c}{K_d}\right| \tag{2-15}$$

式中 K_d 是放大器的差模电压放大倍数，由式(2-1)所定义. 式(2-15)的物理意义是，如果折合到输入端的共模误差电压 U_c' 的幅度已经大到可以和差动输入信号 ΔU_{sr} 相比拟的话，放大器将失效，因为这时人们将无法区别放大器的输出电压 U_{sc} 究竟是差动输入信号还是共模输入信号产生的.

由于共模输入误差电压 U_c' 纯粹是由 U_c 引起的，所以通常用如下的定义来标志放大器对共模输入信号的抑制能力:

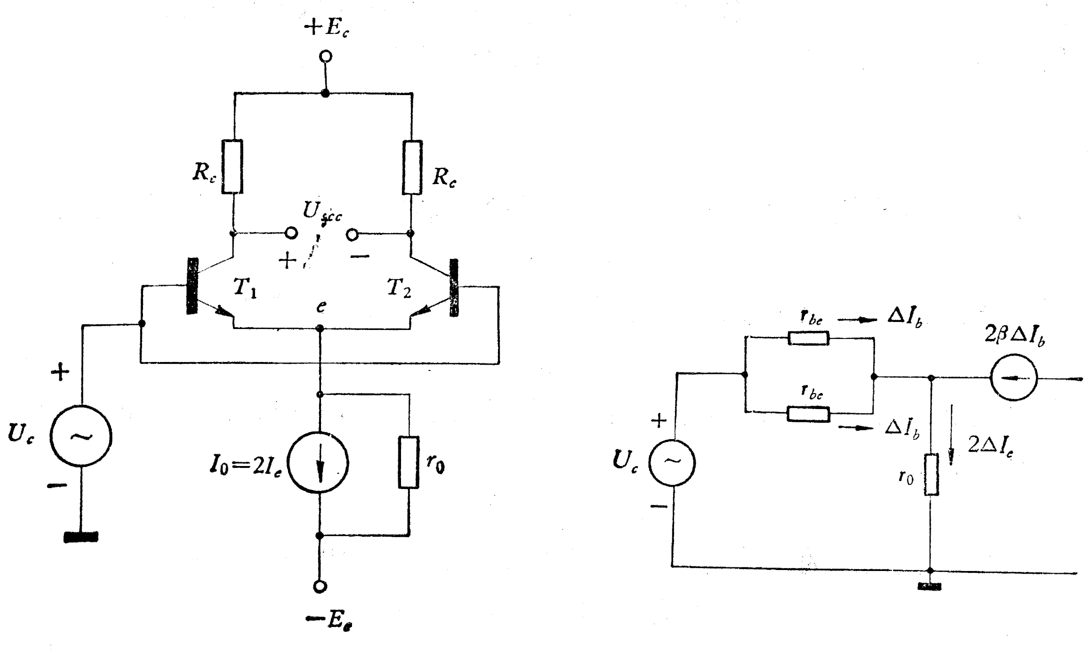
$$\text{CMRR} = 20\lg\left|\frac{U_c}{U_c'}\right| = 20\lg\left|\frac{K_d}{K_c}\right| \tag{2-16}$$

CMRR 称为放大器的共模抑制比，单位是 dB (分贝).

很显然，CMRR 值越高，放大器的共模抑制能力越强；或者说，在相同的共模输入信号作用下，折合到输入端的共模误差电压越小. 为了获得较高的 CMRR，一方面应提高恒流源 I_0 的动态等效电阻 r_0 [如图 2-3(a) 所示]，另一方面更重要的是保证差动电路尽可能对称(例如 β 的匹配，R_c 的匹配等). 如果电路完全对称，共模放大倍数 $K_c = 0$，这时 CMRR 趋向无穷大.

最后，如图 2-3 (b) 所示，放大器的共模输入电阻近似等于恒流源动态等效电阻 r_0 的 β 倍:

$$r_c = \frac{r_{be}}{2} + (\beta + 1)r_0 \approx \beta r_0 \tag{2-17}$$



(a)　　　　　　　　　　　　(b)

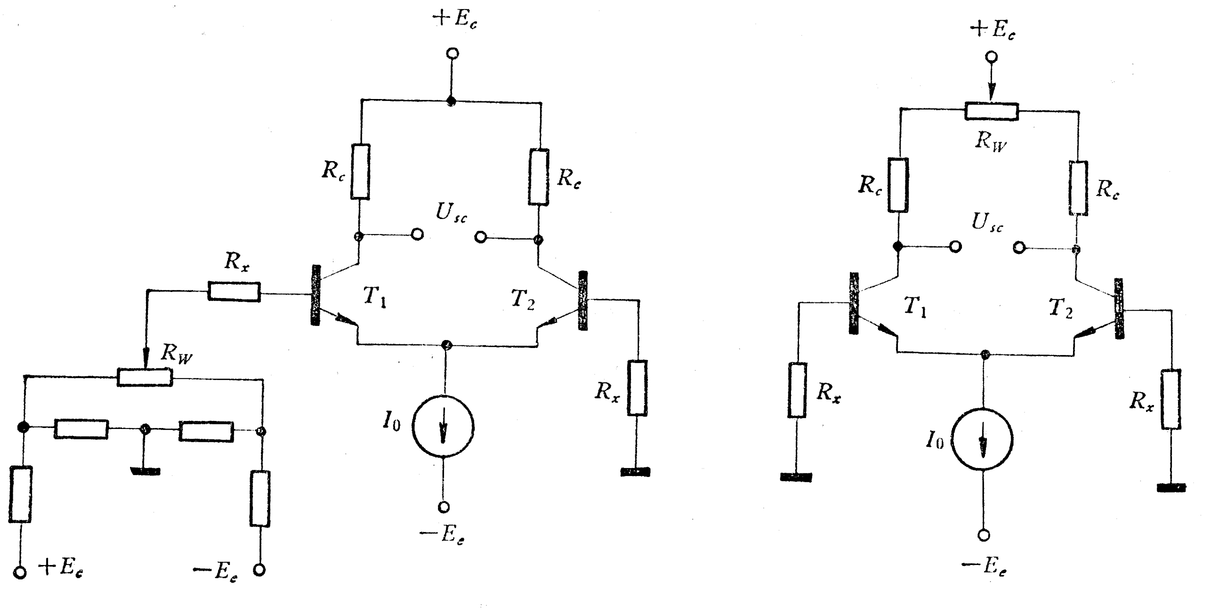
图 2-3　共模输入时的等效电路

(a) 共模输入信号 U_c；(b) 输入回路的等效电路.

通常，放大器的共模输入电阻 r_c 都比它的差动输入电阻 r_{sr} [见式(2-3)] 高两个数量级以上.

二、差动放大器的失调和漂移

对于一个理想的差动放大器来说，当输入信号为零时，它的差动输出端的电压 U_{sc} 也为零. 但在实际电路中，由于晶体管的参数和电阻阻值不可能完全匹配，所以通常零输入时对应的输出并不等于零，这种现象称为放大器的失调.



(a)　　　　　　　　　　　　(b)

图 2-4　两种调零装置

(a) 基极调零；(b) 集电极调零.

如图 2-4 所示，一般来说放大器的失调都可以通过适当的调零装置给予补偿，使之达到零输入-零输出的要求．然而问题在于放大器的失调往往是随着环境温度等外界因素而变化的，这就是所谓的失调漂移．而任何调零装置都不可能跟踪这种漂移．

同放大器的噪声电压一样，放大器的失调及其漂移不仅降低了放大器的灵敏度，而且是在运算放大器的应用电路中形成运算误差的主要原因之一．所以失调及其漂移的大小通常是差动放大器（以至运算放大器）的一项重要指标．

差动放大器的失调及其漂移通常可以分成电压失调和电流失调这样两种情况来讨论．

1. 输入失调电压 U_{os} 及其温度漂移 $\dfrac{dU_{os}}{dT}$

差动放大器的输入失调电压 U_{os} 主要是由晶体管基-射极正向偏置电压 U_{be} 的失配造成的．

在集电极电阻匹配（即 $R_{c1}=R_{c2}=R_c$）的情况下，为了使放大器差动输出端的电压为零，即

$$U_{sc}=-I_{c1}R_c+I_{c2}R_c=0$$

而必须在输入端引入的补偿电压就叫作输入失调电压．如图 2-5 所示，这时必然有

$$I_{c1}=I_{c2}=I_c$$

而

$$U_{os}=U_{be1}-U_{be2} \tag{2-18}$$

请注意，这里的 U_{be1} 和 U_{be2} 是在两管集电极电流相等的条件下所获得的结果．前已指出，在集成工艺中相邻晶体管的 U_{be} 匹配误差不难达到 ±2mV 以内（见表 1-1），这也正是输入失调电压 U_{os} 的大致水平．

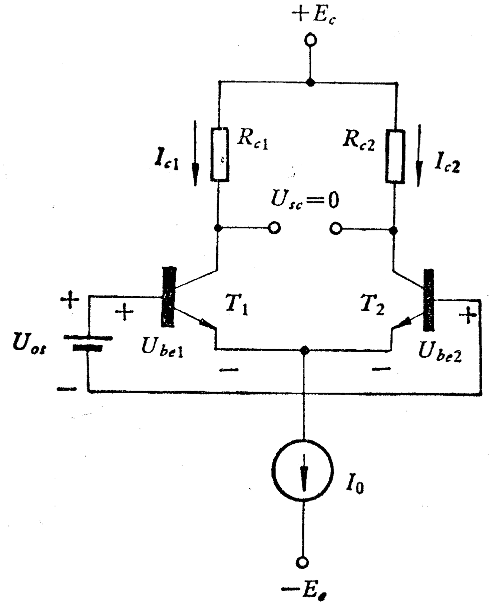


图 2-5 输入失调电压 U_{os} 的定义

为了讨论输入失调电压的温度漂移，让我们先分析一下 U_{be} 的温度系数．利用式(2-7)所示的发射结电流方程，并将反向饱和电流 I_s 随温度的变化表为[2,3]

$$I_s=AT^3e^{-qU_{g0}/kT} \tag{2-19}$$

式中，A 是一个与晶体管的类型和几何图形有关的常数；U_{g0} 等于半导体的禁带宽度除以电子电荷量，对硅材料 $U_{g0}=1.205$ V．

合并式(2-7)和(2-19)得

$$I_e=AT^3e^{q(U_{be}-U_{g0})/kT} \tag{2-20}$$

所以

$$U_{be}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_e}{AT^3}+U_{g0} \tag{2-21}$$

在 I_e 不变的条件下，利用上式求出 U_{be} 对温度 T 的导数

$$\frac{dU_{be}}{dT}=\frac{k}{q}\ln\frac{I_e}{AT^3}-\frac{3k}{q} \tag{2-22}$$

然而从式(2-21)可以得出

$$\frac{k}{q}\ln\frac{I_e}{AT^3}=\frac{U_{be}-U_{g0}}{T}$$

代入式(2-22)得

$$\frac{dU_{be}}{dT}=\frac{U_{be}-U_{g0}}{T}-\frac{3k}{q} \tag{2-23}$$

式中常数项 $3k/q=0.26\ \mathrm{mV/°C}$；在 $U_{be}=0.6\ \mathrm{V}$，$T=300\ \mathrm{K}$ 的条件下，$(U_{be}-U_{g0})/T=-2\ \mathrm{mV/°C}$. 所以如果忽略第二项，就得到了 U_{be} 温度系数的近似表达式

$$\frac{dU_{be}}{dT}\approx\frac{U_{be}-U_{g0}}{T} \tag{2-24}$$

这个公式把硅晶体管的两个很有用的经验数据 ($U_{be}\approx 0.6\ \mathrm{V}$ 和 $dU_{be}/dT\approx -2\ \mathrm{mV/°C}$) 有机地联系起来了. 而且表明，在静态偏置电流相同的条件下，若两只晶体管的 U_{be} 不同，则它们的温度系数 dU_{be}/dT 也不同.

利用式(2-23)或(2-24)的结论，根据 U_{os} 的定义 [式(2-18)] 便可以得到输入失调电压的温度系数

$$\frac{dU_{os}}{dT}=\frac{U_{be1}-U_{be2}}{T}=\frac{\Delta U_{be}}{T} \tag{2-25}$$

这是一个极其重要的结论，它表明为了减小输入失调电压的温度漂移，必须尽可能使两只晶体管的 U_{be} 匹配. 定量地讲，在室温条件 ($T\approx 300\mathrm{K}$) 下，若两管的 U_{be} 相差 1 mV (即 $\Delta U_{be}=U_{be1}-U_{be2}=1\mathrm{mV}$)，则输入失调电压的温度漂移大致为 3.3 μV/℃. 这也差不多就是目前大多数参数补偿式集成运算放大器的输入失调电压及其温度漂移指标所达到的水平.

从图 2-5 中不难看到，在集电极电阻及其负载不平衡的情况下，将引起附加的失调电压. 设 $\Delta R_c=R_{c1}-R_{c2}$，则它在输出端引起的失调电压为 $-I_c\Delta R_c$，为了将这部分失调电压折合到输入端来考虑，应除以电压放大倍数 K. 可见，如果把集电极电阻的失配因素也考虑进来，输入失调电压可以表为

$$U_{os}=(U_{be1}-U_{be2})+\frac{I_c\Delta R_c}{K} \tag{2-26}$$

利用式(2-1)和(2-8)的结果求得

$$K=-\frac{-\beta R_c}{r_{be}}\approx-\frac{R_c}{r_e}=-\frac{q}{kT}R_cI_e$$

代入式(2-26)，并认为 $I_c\approx I_e$，得

$$U_{os}\approx(U_{be1}-U_{be2})-\frac{kT}{q}\frac{\Delta R_c}{R_c} \tag{2-27}$$

将上式对温度 T 求导数，便得到输入失调电压的温度系数

$$\frac{dU_{os}}{dT}=\frac{d(U_{be1}-U_{be2})}{dT}-\frac{k}{q}\frac{\Delta R_c}{R_c}-\frac{kT}{q}\frac{d}{dT}\left(\frac{\Delta R_c}{R_c}\right)$$

再利用式(2-25)的结果，得

$$\frac{dU_{os}}{dT}=\frac{\Delta U_{be}}{T}-\frac{k}{q}\left(\frac{\Delta R_c}{R_c}\right)-\frac{kT}{q}\frac{d}{dT}\left(\frac{\Delta R_c}{R_c}\right) \tag{2-28}$$

式中第二项表示 R_c 失配产生的温度漂移，第三项表示电阻的温度系数不同产生的温度漂移.

在常温下，$T=300\,\text{K}$，上式可以改写为

$$\frac{dU_{os}}{dT}=\frac{1}{300}\left(\frac{1}{℃}\right)\Delta U_{be}-86\left(\frac{\mu\text{V}}{℃}\right)\frac{\Delta R_c}{R_c}-26(\text{mV})\frac{d}{dT}\left(\frac{\Delta R_c}{R_c}\right) \tag{2-29}$$

如果以表 1-1 所列出的集成化元件的典型数据来做一个计算的话，若 $\Delta U_{be}=2\,\text{mV}$，它所引起的温度漂移约为 6.6 μV/℃；若 $\Delta R_c/R_c=3\%$，则它造成的温度漂移约为 2.6 μV/℃；设两个集电极电阻的温度系数之差为 $\frac{d}{dT}\left(\frac{\Delta R_c}{R_c}\right)=5\times10^{-5}/℃$，相应的温度漂移约为 1.3 μV/℃. 在最坏的情况下，三项温度漂移累加起来，使差动输入级的 U_{os} 温度漂移大约达到 10 μV/℃ 的水平.

2. 输入失调电流 I_{os} 及其温度漂移 $\frac{dI_{os}}{dT}$

假如差动放大器输入端的信号源内阻 R_x 比较大，则晶体管的基极偏置电流 I_b 总要在源内阻 R_x 上产生一定的压降. 如果两个输入端的源内阻 R_x 不等，而 I_b 相等，则将在输入端之间产生一个输入误差电压

$$\Delta U_b=U_{b1}-U_{b2}=I_b(R_{x2}-R_{x1})$$

同样，如果两个输入端的源内阻 R_x 相等，而两管的基极偏置电流不等，也会在输入端之间形成输入误差电压

$$\Delta U_b=U_{b1}-U_{b2}=R_x(I_{b2}-I_{b1})$$

而且无论是 I_b，还是 $(I_{b2}-I_{b1})$，都具有温度漂移的特性. 所以当上述输入误差电压已经大到可以和输入失调电压 U_{os} 相比拟的时候，差动放大器就存在着另外一种失调，为了区别于失调电压，通常把这种失调叫作输入失调电流.

输入失调电流定义为两管的基极偏置电流之差:

$$I_{os}=I_{b1}-I_{b2} \tag{2-30}$$

很显然，在两管的集电极静态电流相等的条件下，造成电流失调的主要原因是两管的 β 值失配，因为

$$I_{os}=I_{b1}-I_{b2}=\frac{I_c}{\beta_1}-\frac{I_c}{\beta_2} \tag{2-31}$$

设 $\Delta\beta=\beta_2-\beta_1$，$\beta$ 为 β_1 和 β_2 的平均值，即 $\beta=(\beta_1+\beta_2)/2$，则上式可以改写为

$$I_{os}=\frac{\beta_2-\beta_1}{\beta_1\beta_2}I_c=\frac{\Delta\beta}{\beta^2-\left(\frac{\Delta\beta}{2}\right)^2}I_c$$

由于通常 $\beta\gg\Delta\beta$，因而忽略分母中的 $(\Delta\beta)^2$ 项，得

$$I_{os}=\frac{\Delta\beta}{\beta}I_b \tag{2-32}$$

上式表明，输入失调电流 I_{os} 的大小正比于两管 β 值的相对误差和基极的平均偏置电流. 根据表 1-1 列出的集成化元件典型参数，相邻晶体管 β 值的相对误差约在 10% 以内. 可见，对于一般的差动放大器来说，输入失调电流 I_{os} 大体上是基极平均偏置电流的十分之一. 为了减小输入失调电流，也有必要降低基极偏置电流.

为了分析输入失调电流的温度漂移，首先必须掌握基极偏置电流的漂移规律. 由于

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} (I_c = 常数)$$

所以

$$\frac{dI_b}{dT} = -\frac{I_c}{\beta^2}\frac{d\beta}{dT} = -\left(\frac{1}{\beta}\frac{d\beta}{dT}\right)I_b \tag{2-33}$$

式中 $(1/\beta)(d\beta/dT)$ 是晶体管 β 值的温度系数，它可以利用图 2-6 所示的 I_b 随温度变化的典型曲线[4]来确定. 如果用两段直线来近似上述曲线，便可得到这两段直线的方程：

$$\begin{cases} \dfrac{I_b}{I_{b(25^\circ C)}} = 1.125 + cT & (当\ T > 25^\circ C,\ c = -0.5\%/^\circ C) \\ \dfrac{I_b}{I_{b(25^\circ C)}} = 1.375 + cT & (当\ T < 25^\circ C,\ c = -1.5\%/^\circ C) \end{cases}$$

将 I_b 对温度 T 求导数，得

$$\frac{dI_b}{dT} = cI_{b(25^\circ C)} \begin{cases} c = -0.5\%/^\circ C, & 当\ T > 25^\circ C \\ c = -1.5\%/^\circ C, & 当\ T < 25^\circ C \end{cases} \tag{2-34}$$

比较公式(2-33)和(2-34)，可知在 I_c 等于常数的情况下，I_b 的温度系数 c 其实就是 β 的温度系数之负值，即

$$c = -\left(\frac{1}{\beta}\frac{d\beta}{dT}\right) \tag{2-35}$$

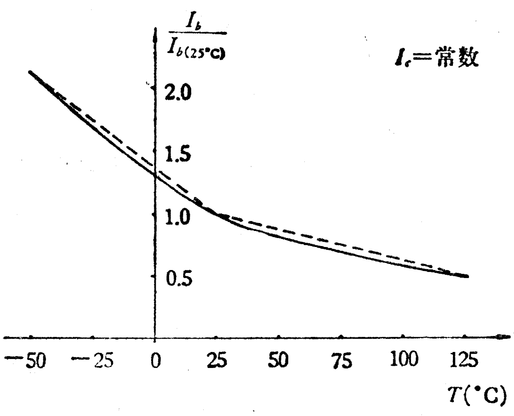


图 2-6 硅管 I_b 与温度 T 的典型曲线

最后，由式(2-30)和(2-34)可以求得输入失调电流的温度漂移

$$\frac{dI_{os}}{dT} = \frac{dI_{b1}}{dT} - \frac{dI_{b2}}{dT} = c_1 I_{b1(25^\circ C)} - c_2 I_{b2(25^\circ C)}$$

由于同一块硅片上相邻晶体管的 β 值相差不大，因此可以近似认为它们具有相同的温度系数，即

$$c_1 = c_2 = c$$

所以

$$\frac{dI_{os}}{dT} = cI_{os(25^\circ C)} \begin{cases} c = -0.5\%/^\circ C, & 当\ T > 25^\circ C \\ c = -1.5\%/^\circ C, & 当\ T < 25^\circ C \end{cases} \tag{2-36}$$

上式表明，如果放大器的输入失调电流 I_{os} 比较小，那么相应的温度漂移 $\left(\frac{dI_{os}}{dT}\right)$ 也是比较小的. 举例来说，对于一个具有 100 nA 失调电流的差动放大器来说，它的失调电流温漂大约为 1 nA/℃.

综上所述，只要放大器输入端的信号源内阻 R_x 并非小到可以忽略不计的程度，那么差动放大器(或运算放大器)的失调和漂移将不仅包含 U_{os} 及 dU_{os}/dT 的成分，也将同时存在 I_{os} 及 dI_{os}/dT 的成分. 至于究竟哪一个成分是主要的，要根据放大器的相应指标及信号源内阻的大小等具体情况来确定.

三、差动放大器的某些特殊电路

差动输入级的性能优劣对运算放大器的整体指标具有决定性的影响，这是因为在一

个多级放大器中，输入级的失调和漂移影响最大，而相对于输入级来说后级的失调和漂移所造成的影响往往是微不足道的；其次，输入级的基极偏置电流不仅决定了整个放大器的输入电阻，而且也直接影响到输入失调电流及其漂移指标. 由于差动输入级的性能如此重要，近年来设计人员曾对这部分电路进行过多次重大的改革，这些改革的主要目标是：

（1）减小输入端的基极偏置电流，以便提高放大器的输入电阻，并减小其输入失调电流和漂移.

（2）使差动电路的有关元件获得优良的匹配，以便减小失调及其漂移，并提高放大器的共模抑制比.

（3）提高输入端的差模电压和共模电压范围.

（4）在保持低偏置电流的前提下，尽可能提高输入级的电压放大倍数.

下面我们仅就减小输入端基极偏置电流这个主要目标介绍几种特殊的输入级差动电路.

1. 复合管差动放大器

利用两只 NPN 晶体管组成复合管，相当于提高了晶体管的 β 值，因此在恒流源电流 I_0 相同的条件下可以使输入端的基极偏置电流减小一个数量级以上，从而既提高了放大器的输入电阻，又同时减小了输入失调电流及其漂移.

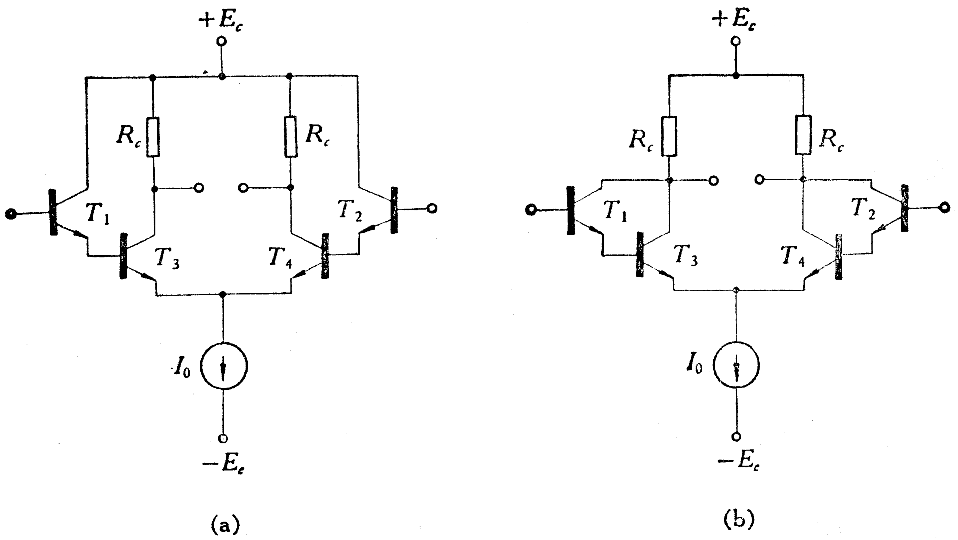


图 2-7 复合管差动放大器

复合管差动放大器如图 2-7 所示. 国产的 8FC2 集成运算放大器[1] 采用图 (a) 的电路形式，BG305* 则采用图 (b) 的电路形式. 假设晶体管 T_1—T_4 具有相同的 β 值，则

$$r_{be3} \approx (\beta+1)\frac{26}{I_{e3}}$$

$$r_{be1} \approx (\beta+1)\frac{26}{I_{e1}} = (\beta+1)^2\frac{26}{I_{e3}}$$

差动输入电阻

* BG305 的电路详见本书第三章第二节图 3-9.

$$r_{sr}=2[r_{be1}+(\beta+1)r_{be3}]\approx 4(\beta+1)^2\frac{26(\text{mV})}{I_{e3}} \tag{2-37}$$

将式(2-37)和式(2-13)进行对比，可以看到在恒流源电流 I_0 相同的条件下，复合管差动放大器的输入电阻比普通差动放大器大约可以提高 2β 倍以上. 这正是因为复合管的基极偏置电流比普通差动放大器减小了 β 倍. 由于

$$I_{e3}=(\beta+1)^2 I_{b1}$$

所以式(2-37)还可以表示为输入端基极偏置电流 I_{b1} 的函数:

$$r_{sr}\approx\frac{4\times 26}{I_{b1}}\approx\frac{100}{I_{b1}} \tag{2-38}$$

式中，若 I_{b1} 的单位为 μA，则 r_{sr} 的单位为 kΩ.

考虑到式(2-37)，复合管差动放大器的电压放大倍数可表为

$$K=\frac{\Delta U_{sc}}{\Delta U_{sr}}=\frac{-2\Delta I_{c3}R_c}{\Delta I_{b1}r_{sr}}\approx-\frac{1}{2}\times\frac{I_{e3}R_c}{26(\text{mV})}$$

由于 $I_0=2I_{e3}$，当 I_0 用 mA 为单位，R_c 用 kΩ 为单位，上式可以改写成

$$K\approx-20\,I_{e3}R_c=-10\,I_0R_c \tag{2-39}$$

对比式(2-39)和式(2-11)可知，在恒流源电流 I_0 相同的条件下，复合管差动放大器的电压放大倍数约为普通差动放大器的一半.

复合管差动放大器的缺点是输入失调电压比较大. 普通差动放大器的输入失调电压与晶体管 β 值的失配无关，但在复合管电路中，即使 $I_{c3}=I_{c4}$，如果晶体管 T_3 和 T_4 的 β 值失配，则它们的基极电流 I_{b3} 和 I_{b4} 就不相等，或者说 I_{e1} 和 I_{e2} 不相等，从而造成晶体管 T_1 和 T_2 的 U_{be} 失配.

根据晶体管发射结的电流方程式(2-7)，得

$$U_{be}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_e}{I_s} \tag{2-40}$$

$$\Delta U_{be}=U_{be1}-U_{be2}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{e1}}{I_{e2}}=\frac{kT}{q}\ln\frac{\beta_4}{\beta_3}\qquad(\text{当 } I_{c3}=I_{c4}) \tag{2-41}$$

可见，若 β_3 和 β_4 的匹配误差为 5%，则将在放大器的输入端产生约 1.3 mV 的附加失调电压.

此外，在复合管电路中，T_1 和 T_2 的集电极电流相当于 T_3 和 T_4 的基极电流，通常在几个微安的数量级，因此在工艺上必须保证晶体管在小电流下仍能保持较高的 β 值，否则就失去了复合管结构的意义了.

2. 共集-共基电路

采用高 β 值的 NPN 晶体管和低 β 值的横向 PNP 晶体管组成如图 2-8 所示的共集-共基电路，也可以改善差动输入级的性能. 国产 5G24* 等集成运算放大器的输入级电路就是在这种共集-共基电路的基础上派生出来的.

在图 2-8 中，NPN 晶体管 T_1 和 T_2 组成共集差动电路（即射极跟随器），信号从它们

* 5G24 的电路详见本书第三章第二节图 3-11.

的基极输入，发射极输出，PNP 晶体管 T_3 和 T_4 的发射结构成 T_1 和 T_2 的发射极负载. T_3，T_4 组成共基差动电路，信号从它们的发射极输入，集电极输出.

这种电路结构形式，一方面利用 NPN 管 β 值高的特点以弥补横向 PNP 管 β 值低的弱点；另一方面又利用横向 PNP 管发射结反向击穿电压高的特点去克服普通 NPN 管发射结反向击穿电压低的弱点，从而使输入级电路在电流增益和输入差模电压范围两方面都达到了较高的指标.

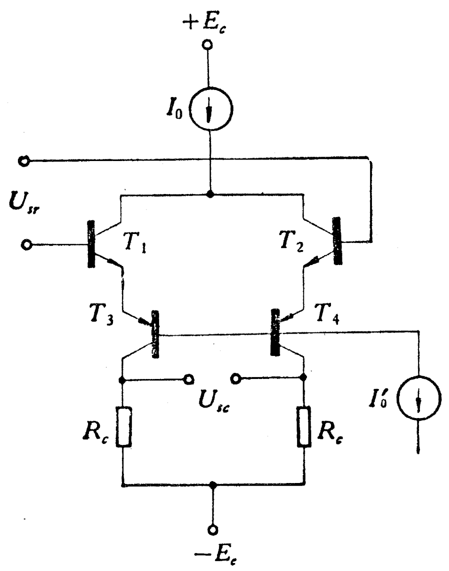


图 2-8 共集-共基电路

如果晶体管 T_1 和 T_2 的电流增益为 β_1，T_3 和 T_4 的电流增益为 β_3，则共基极放大器的输入电阻

$$r'_{sr} = 2r_{eb3} = 2\left(\frac{r_b}{\beta_3 + 1} + \frac{26}{I_{e3}}\right) \approx \frac{50(\text{mV})}{I_{e3}}$$

共集放大器的输入电阻

$$r_{sr} = 2r_{be1} + (\beta_1 + 1)r'_{sr}$$

由于

$$r_{be1} \approx (\beta_1 + 1)\frac{26}{I_{e1}}$$

$$I_{e1} = I_{e3}$$

所以

$$r_{sr} \approx (\beta_1 + 1)\frac{100(\text{mV})}{I_{e1}} = \frac{100(\text{mV})}{I_{b1}} \tag{2-42}$$

由于忽略 r_b，共集放大器的电压放大倍数

$$K_1 \approx \frac{1}{2}$$

共基放大器的电压放大倍数

$$K_3 = \frac{\alpha_3 R_c}{r_{eb3}}$$

式中，$\alpha_3 = \beta_3/(\beta_3 + 1)$ 是 T_3 和 T_4 管的共基极电流放大系数；$r_{eb3} \approx 26/I_{e3}$ 是 T_3 和 T_4 管的共基极输入电阻. 因此

$$K_3 \approx \frac{\alpha_3 R_c}{\dfrac{26}{I_{e3}}} = \frac{\alpha_3 I_{e3} R_c}{26} \approx \frac{\alpha_3 I_0 R_c}{50}$$

式中，$I_0 \approx \dfrac{1}{2} I_{e3}$，单位为 mA，$R_c$ 的单位为 Ω. 如果 R_c 的单位用 kΩ，并考虑横向 PNP 管的电流增益较低，通常 $\alpha_3 = 0.6—0.7$，所以

$$K_3 \approx 20\alpha_3 I_0 R_c = (12—14)I_0 R_c$$

这样，图 2-8 所示的共集-共基放大电路的电压放大倍数

$$K = K_1 K_3 \approx (6—7)I_0 R_c \tag{2-43}$$

式(2-42)和(2-43)说明，在基极偏置电流相等的条件下，共集-共基电路的输入电阻比普通差动放大器可以提高一倍左右；在恒流源电流 I_0 相等的条件下，共集-共基电路的电压放大倍数则降低为普通差动放大器的 30% 至 35%.

同前述的复合管结构类似，共集-共基电路的输入失调电压也比普通差动放大器更大

些．这是因为在 $I_{c3}=I_{c4}$ 的条件下，倘若 T_3 和 T_4 管的 α 值失配，将引起 $I_{e3}\neq I_{e4}$（即 $I_{e1}\neq I_{e2}$），从而相当于在输入端附加了一个失调电压．这个附加失调电压也可以表示为

$$\Delta U_{be}=U_{be1}-U_{be2}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{e1}}{I_{e2}}=\frac{kT}{q}\ln\frac{\alpha_4}{\alpha_3}\qquad(\text{当 } I_{c3}=I_{c4})\tag{2-44}$$

$\beta=2000$—10000 的超 β 管试制成功，至少可以使差动输入级的基极偏置电流减小一个数量级，这是集成运算放大器在低漂移性能上的一次重大突破．但是超 β 管的 c-e 极反向击穿电压很低，一般低于 5V，因此采用高反压的横向 PNP 管与之结合的思想业已证明是有效的．

图 2-9 是采用超 β 管（T_1, T_2）的另一种差动输入级电路，它利用横向 PNP 管 T_3 和 T_4 的 e-b 结正向电压对超 β 管的 c-e 极形成了可靠的箝位保护．如果忽略电阻 R_1 和 R_2 上的压降，则超 β 管将工作在 $U_{cb}\approx 0$ 的状态下，这样也就基本上消除了晶体管 c-b 结反向漏电流 I_{cbo} 对输入端基极偏置电流的不利影响，因而可以获得很好的低漂移性能．

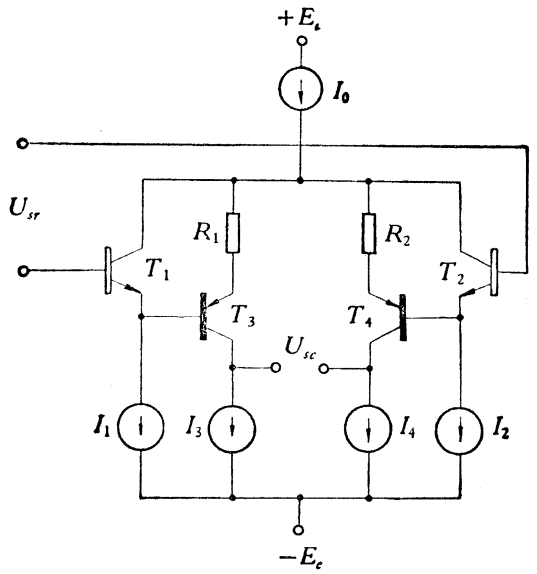


图 2-9 超 β 管差动输入级

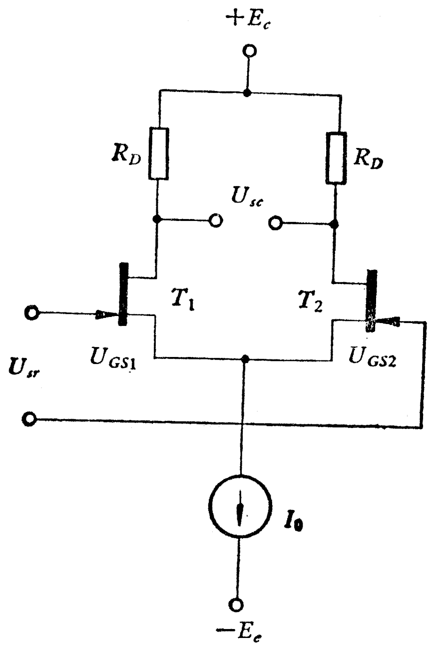


图 2-10 场效应管差动放大器

3. 场效应管差动放大器

由于场效应管是电压控制器件，它的输入电阻极高，因此采用场效应管的差动输入级可以比普通的晶体管输入级获得更低的输入偏置电流和更高的输入电阻．

利用结型场效应管组成的差动放大器如图 2-10 所示．结型场效应管的输入偏置电流实质上是 PN 结的反向漏电流，它的数值大约在 10—100 pA 之间，因此至少可以比普通晶体管输入级的基极偏置电流降低三、四个数量级．但是这个 PN 结反向电流将随着温度每升高 10℃ 而增长一倍．因此在高温工作条件下放大器输入失调电流及其温度漂移指标将明显下降．

场效应管差动输入级的最大弱点是输入失调电压比较大．在漏极电流 I_D 和漏极电阻 R_D 匹配的条件下，场效应管差动放大器的输入失调电压定义为两管栅-源偏置电压之差：

$$U_{os}=U_{GS1}-U_{GS2}\tag{2-45}$$

可以证明[4]，对于N沟道的结型场效应管，其栅-源电压的温度漂移可表为

$$\frac{dU_{GS}}{dT} = -2.2\text{mV/℃} + 3.5\times10^{-3}(1/℃)(U_{GS}-U_P) \tag{2-46}$$

式中，U_P 是场效应管的夹断电压，U_{GS} 是栅-源偏置电压，单位都是 V.

根据式 (2-46)，不难看出结型场效应管在合适的栅-源偏置电压下将达到零温度系数，即

$$\frac{dU_{GS}}{dT}=0$$

由此求得零温度系数的栅-源偏置电压

$$U_{GS0} = U_P + 0.63\text{V} \quad (\text{N 沟道}) \tag{2-47}$$

又知道，结型场效应管的转移特性是

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \tag{2-48}$$

式中，I_{DSS} 叫作饱和漏电流；当 $U_{GS}=0$ 时，$I_D=I_{DSS}$. 由上式可得

$$U_{GS} = U_P\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) \tag{2-49}$$

将式(2-47)代入式(2-48)，得到零温度系数时的漏极电流

$$I_{D0} \approx I_{DSS}\frac{0.4(\text{V}^2)}{U_P^2} \tag{2-50}$$

将式(2-49)和(2-50)代入式(2-46)得

$$\frac{dU_{GS}}{dT} = -2.2\text{mV/℃}\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{D0}}}\right) \tag{2-51}$$

式 (2-51) 表明，漏极偏置电流 I_D 如果偏离 I_{D0} 10%，将使 U_{GS} 的漂移达到 110 μV/℃.

利用式(2-45)和(2-46)可以求得结型场效应管差动放大器输入失调电压的温度漂移：

$$\frac{dU_{os}}{dT} = \frac{dU_{GS1}}{dT} - \frac{dU_{GS2}}{dT}$$

$$= 3.5\times10^{-3}(1/℃)(\Delta U_{GS}-\Delta U_P) \tag{2-52}$$

式中，$\Delta U_P = U_{P1} - U_{P2}$

$\Delta U_{GS} = U_{os} = U_{GS1} - U_{GS2}$

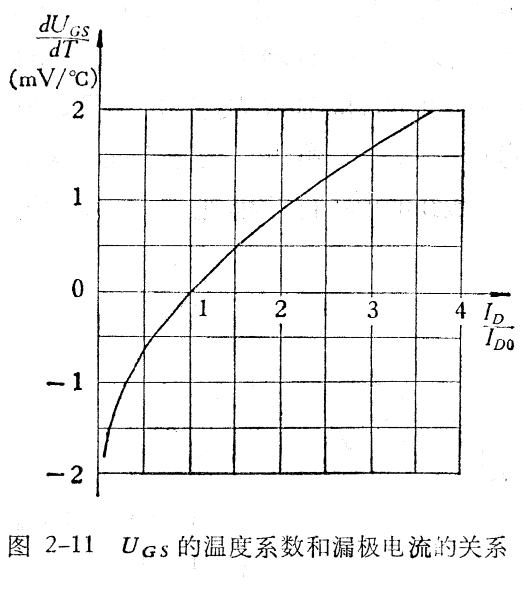


图 2-11 U_{GS} 的温度系数和漏极电流的关系

可见，输入失调电压的温度漂移直接和两只场效应管的夹断电压和栅-源偏置电压的失配有关. 在一定的漏极工作电流下，U_P 或 U_{GS} 每相差 1 mV，将使输入失调电压产生 3.5 μV/℃ 的漂移. 这一点同晶体管差动放大器类似，在那里两只晶体管的 U_{be} 每相差 1 mV 将产生 3.3μV/℃的失调电压漂移. 但是匹配场效应管的 U_{GS} 比匹配晶体管的 U_{be} 困难得多. 如果说晶体管的 U_{be} 不难匹配到 1—2mV 的话，那么场效应管的 U_{GS} 通常只能匹配到 20mV 左右. 可见，从输入失调电压及其温度漂移的水平来看，场效应管差动放大器比晶体管至

少高一个数量级.

总的看来，尽管场效应管差动放大器的输入失调电压及其温度漂移比晶体管大约高出一个数量级，但是在信号源内阻很高的情况下，采用场效应管差动输入级仍然可以比晶体管获得更好的失调及漂移性能. 原因是在相同的工作电流下，场效应管的输入偏置电流和失调电流都比晶体管低三、四个数量级，而且在较宽的温度范围内它的输入失调电流温漂也可以比晶体管低两个数量级左右.

MOS型场效应管的输入电阻比结型场效应管更高，输入失调电流及其温漂也更低，但由于它的栅-源偏置电压更难匹配，所以输入失调电压更大，在参数补偿式的集成运算放大器中很少应用. 今后我们将看到，MOS型场效应管的特点在斩波器稳零的集成运算放大器中得到了充分的发挥.

第三节 中 间 级

一般来说，运算放大器的中间级承担着三项任务，即电压放大、变双端输出为单端输出以及直流电平移动. 当然这些职能不是一成不变的，在近代的集成运算放大器中，中间级的上述职能和差动输入级发生交叉的情况也是常有的.

这一节将围绕着中间级所承担的这三项职能分别介绍一些中间级的典型电路.

一、有源负载放大器

中间级所采用的常规放大器是大家所熟悉的，这里不再赘述. 下面着重分析一下近年来在集成运算放大器中广泛采用的有源负载放大器.

众所周知，共射极放大电路的电压增益通常都与晶体管的集电极偏置电流 I_c、集电极负载电阻 R_c 成正比. 增大 I_c 或 R_c，都可以提高电路的增益. 但是增大 I_c，在输入级将引起基极偏置电流增大，并给输入电阻、输入失调电流及其漂移等直流参数带来不利影响；在中间级则将增大 R_c 上的压降，在电源电压相同的条件下，导致输出幅度下降，晶体管的功耗增大. 可见，在各方面因素的制约下，通过增大 I_c 来提高增益的办法往往行不通.

进而可以看到单纯增大 R_c 也不行. 因为一方面制造大电阻，在集成工艺中代价太高；另一方面在电源电压相同的条件下，增大 R_c 同样会导致输出幅度下降. 出路是寻找一种新的元件来代替集电极电阻 R_c，要求它的静态电阻不大，而动态电阻很高，因而可以在不影响输出幅度的条件下获得很高的增益. 这种元件就是晶体管恒流源.

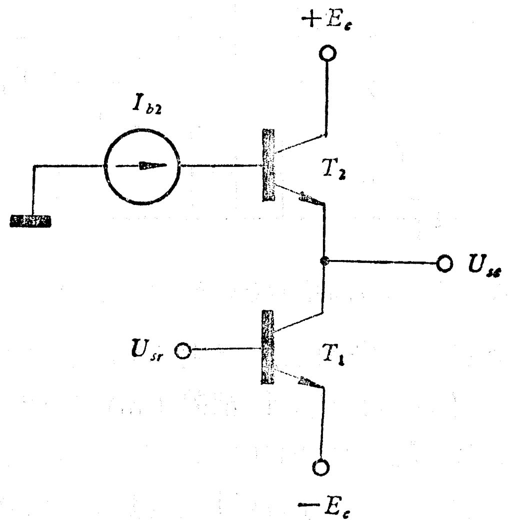


图 2-12 有源负载放大器

利用晶体管恒流源取代集电极电阻 R_c，就组成了所谓的有源负载放大器，它的工作原理可以用图 2-12 来说明. 图中，晶体管 T_1 构成共射极放大电路，信号从基极输入，集电极输出. T_2 接成恒流源($I_{c1} = I_{c2} =$ 常数)，作为 T_1 的集电极有源负载. 由于 T_2 管 $c-e$ 极之间的动态电阻 r_{ce} 很

高，所以这种有源负载放大器可以获得很高的电压增益.

显然，为了估算有源负载放大器的电压增益，就必须掌握晶体管 $c-e$ 极之间的动态电阻 r_{ce} 的数值. 由于作为集电极负载的 T_2 的 r_{ce2} 很大，所以在这种情况下，放大管 T_1 自身的 $c-e$ 极动态电阻 r_{ce1} 也不能再忽略了. 不难看出，图 2-12 所示的有源负载共射电路的电压增益为

$$K=\frac{\Delta \dot{U}_{sc}}{\Delta U_{sr}}=\frac{-\beta_1(r_{ce1}/\!/r_{ce2})}{r_{be1}}\approx-\frac{(r_{ce1}/\!/r_{ce2})}{r_{e1}} \tag{2-53}$$

那么 r_{ce} 究竟有多大呢? 为了说明这个问题，让我们先看一下晶体管的输出特性曲线. 图 2-13(a) 是理想晶体管的输出特性，它的特点是在放大区中曲线均与横轴平行，表

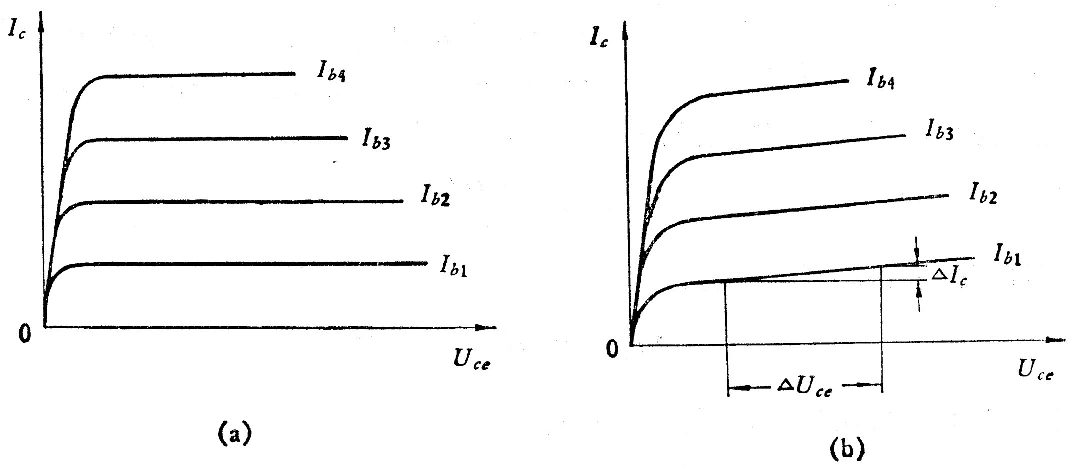


图 2-13 晶体管的输出特性曲线

(a) 理想晶体管; (b) 实际晶体管.

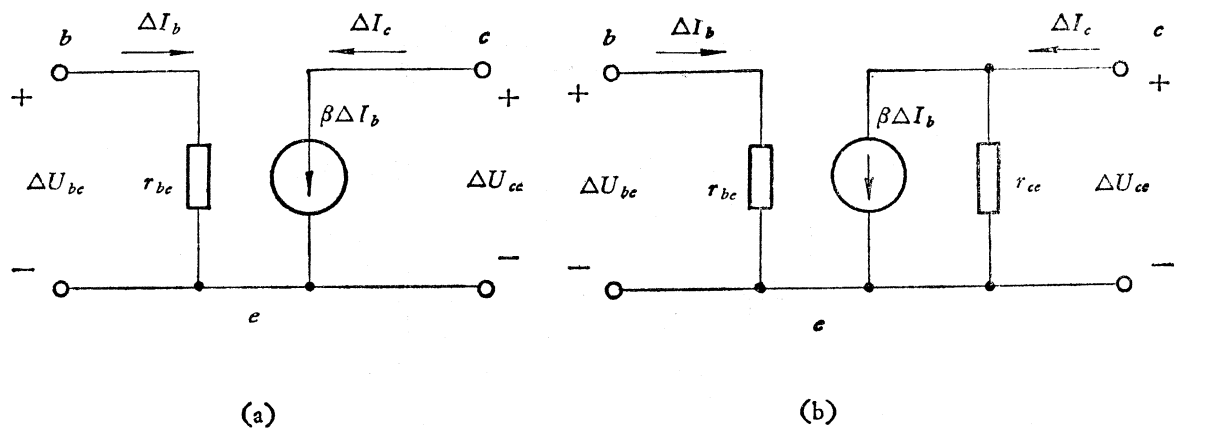


图 2-14 晶体管的等效电路

(a) 理想晶体管; (b) 实际晶体管.

示这时集电极电流仅仅由基极电流所确定 ($I_c=\beta I_b$)，而与管压降 U_{ce} 的变化无关. 与之对应的等效电路如图 2-14(a) 所示，这是我们常用的简化的 h 参数模型. 图 2-13(b) 是实际晶体管的输出特性，由于反向偏置的 $c-b$ 结存在一定的泄漏电阻 r_c，因此当 U_{ce} 变化时，集电极电流 I_c 也随之变化，反映在曲线上则是曲线都略为向上倾斜.

根据晶体管的输出特性可以确定 $c-e$ 极之间的动态电阻 r_{ce}，

$$r_{ce}=\frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c}\bigg|_{I_b=\text{常数}}=\frac{1}{h_{oe}} \tag{2-54}$$

h_{oe} 就是共射极 h 参数中的输出电导，单位是 $\mho$. 与此对应的晶体管等效电路如图2-14(b)所示. 它与理想晶体管的模型相比，仅仅在输出回路中多了一个并联电阻 r_{ce}.

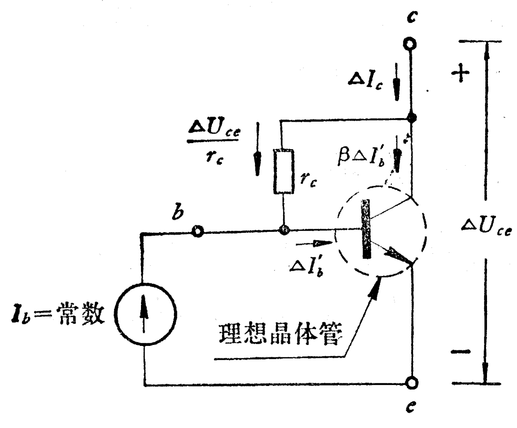


图 2-15 一个实际晶体管的模型

为了进一步讨论 r_{ce} 与晶体管 $c-b$ 结泄漏电阻 r_c 的关系，在图 2-15 中用一个理想晶体管和一个外部的泄漏电阻 r_c 来表示一个实际的晶体管. 由式(2-54)给出的定义表明，确定 r_{ce} 时应保证 I_b = 常数，所以图中实际晶体管的基极偏置电流由恒流源供给.

如果忽略发射结正向压降的变化量，则当 $c-e$ 极的电压产生 ΔU_{ce} 的变化时，流过泄漏电阻 r_c 的电流近似为 $\Delta U_{ce}/r_c$. 由于实际晶体管的基极电流 I_b = 常数（相当于基极信号源具有无穷大内阻），因此理想晶体管的基极电流 I_b' 必然随之增加，有

$$\Delta I_b' = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c}$$

从而造成理想晶体管的集电极电流 I_c' 增加

$$\Delta I_c' = \beta\Delta I_b' = \beta\frac{\Delta U_{ce}}{r_c}$$

因此，这时实际晶体管的集电极电流 I_c 的增量为

$$\Delta I_c = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c} + \Delta I_c' = (\beta + 1)\frac{\Delta U_{ce}}{r_c}$$

根据式(2-54)的定义，晶体管 $c-e$ 极的动态电阻

$$r_{ce} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c}\bigg|_{I_b=\text{常数}} = \frac{r_c}{1+\beta} \tag{2-55}$$

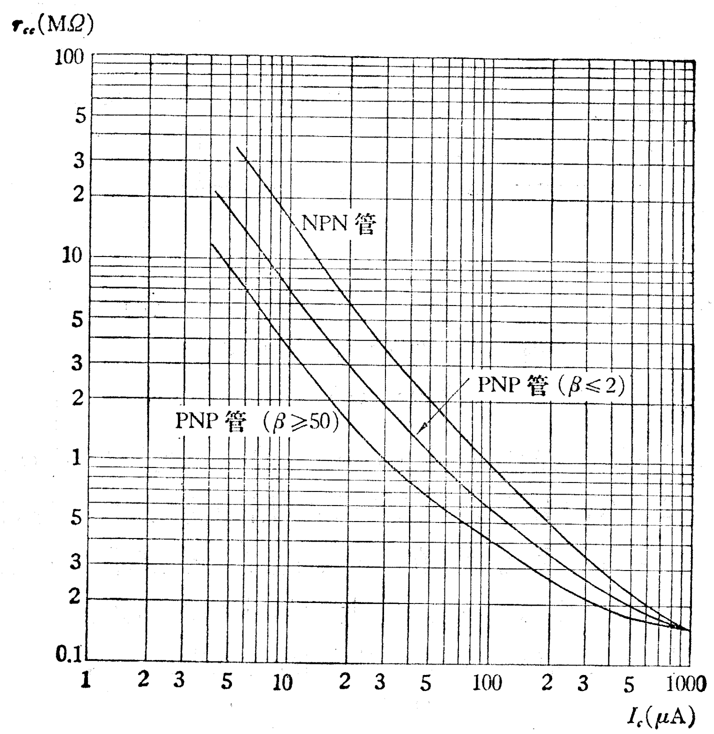


图 2-16 共射极组态下，r_{ce} 与 I_e 的关系

由此可见，在共射极电路中，如果基极信号源内阻相当大时，晶体管 $c-e$ 极之间的动态电阻 r_{ce} 并不等于它的 $c-b$ 结泄漏电阻 r_c，而是比 r_c 小 $(1+\beta)$ 倍.

进一步的研究表明，r_{ce} 的大小还同晶体管的偏置电流有关，I_c 愈大，r_{ce} 愈小. 图 2-16 分别表示了 NPN 管 $(\beta \geqslant 80)$ 和横向 PNP 管 $(\beta \leqslant 2$ 和 $\beta \geqslant 50)$ 在共射组态下 r_{ce} 与 I_c 的关系. 如图所示，对于小功率 NPN 晶体管来说，当 $I_c = 20\ \mu\text{A}$ 时，r_{ce} 的典型值约等于 6 MΩ；而当 $I_c = 100\ \mu\text{A}$ 时，r_{ce} 下降为 1 MΩ 左右. 应当指出，由于材料与制造工艺上的差别，r_{ce} 这个参数往往存在较大的离散性，图 2-16 给出的结果只能作为粗略估算时的参考.

利用共基组态构成的另一种恒流源负载如图 2-17(a) 所示. 图中 PNP 管 T_1 是放大管，NPN 管 T_2 是 T_1 的集电极有源负载. 由于 T_2 的基极接地(或接到某个固定的参考电位上)，因此恒流源的电流

$$I_{e2} = \frac{E_e - U_{be2}}{R_e} \approx \frac{E_e}{R_e}$$

共基组态的晶体管模型如图 2-17(b) 所示. 当 $c-e$ 极的电压有一个 ΔU_{ce} 的变化时，由于基极接地[或基极的信号源内阻 $R_x \ll (\beta+1)(r_e+R_e)$]，所以流过泄漏电阻 r_c 的变化电流 $\Delta U_{ce}/r_c$ 将完全(或基本上)被基极的外部引线所旁路. 在这种情况下，理想晶体管的基极电流并没有发生变化，即有

$$\Delta I_c = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c}$$

可见，共基组态时晶体管 $c-e$ 极之间的动态电阻就等于它的 $c-b$ 结泄漏电阻 r_c：

$$r_{ce} = \left.\frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c}\right|_{U_b=\text{常数}} = r_c \tag{2-56}$$

以上的分析是针对基极源内阻 $R_x = \infty$ 和 $R_x = 0$ 这样两种特殊情况来进行的. 对于象图 2-18 那样的一般的共射放大电路来说，ΔU_{ce} 在 r_c 上引起的变化电流 $\Delta U_{ce}/r_c$ 将

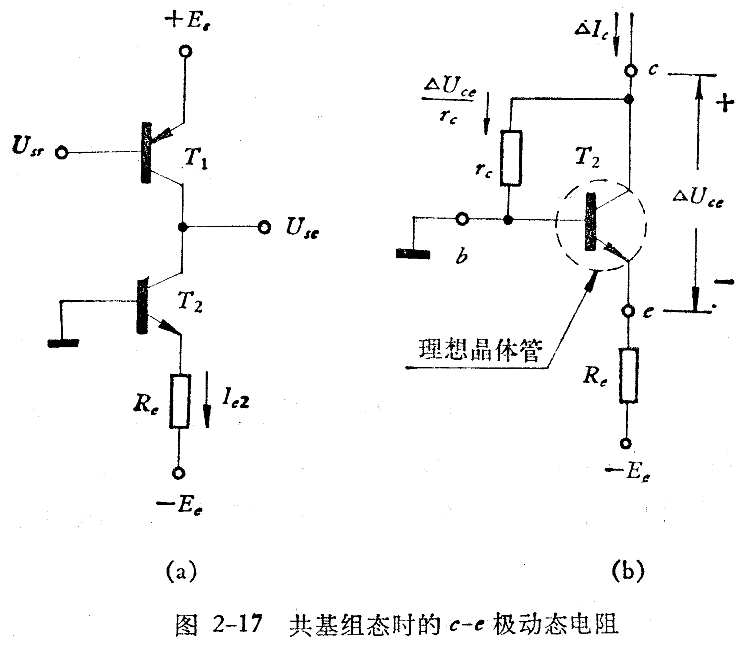


图 2-17 共基组态时的 $c-e$ 极动态电阻
(a) 采用共基组态的恒流源； (b) 共基组态的晶体管模型.

被基极源内阻 R_x 和基极输入端的一个等效电阻 $r_b+(\beta+1)(r_e+R_e)$ 所分流. 在晶体管偏置电流较低的情况下,通常有 $(\beta+1)r_e \gg r_b$, 如果忽略 r_b, 得

$$\Delta I_b' = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c} \frac{R_x}{R_x+(\beta+1)(R_e+r_e)}$$

所以

$$\Delta I_c' = \beta\Delta I_b' = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c} \frac{\beta R_x}{R_x+(\beta+1)(R_e+r_e)}$$

因此,由 ΔU_{ce} 引起的 ΔI_c 为

$$\Delta I_c = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c} + \Delta I_c' = \frac{\Delta U_{ce}}{r_c}\left[1+\frac{\beta R_x}{R_x+(\beta+1)(R_e+r_e)}\right]$$

由此求得一般情况下共射组态晶体管的 $c-e$ 极动态电阻

$$r_{ce} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c} = \frac{r_c}{1+\beta}\left[1+\frac{\beta(R_e+r_e)}{R_x+R_e+r_e}\right] \tag{2-57}$$

式(2-57)说明,当 $R_x \gg \beta(R_e+r_e)$ 时, $r_{ce} \approx \frac{r_c}{1+\beta}$; 反之,当 $R_x \ll (R_e+r_e)$ 时,则 $r_{ce} \approx r_c$. 这正是公式(2-55)和(2-56)的结论. 在一般情况下, r_{ce} 将在 $\frac{r_c}{1+\beta}$ 至 r_c 的范围内取值. 增大发射极电阻 R_e, 或通过减小晶体管的偏置电流使 r_e 增大, 都可以提高晶体管 $c-e$ 极之间的动态电阻 r_{ce}. 从另一个角度来看,如果减小基极的源内阻 R_x, 也将相应地提高 r_{ce}. 显然, 这些基本概念对分析有源负载的共射极放大电路是非常重要的.

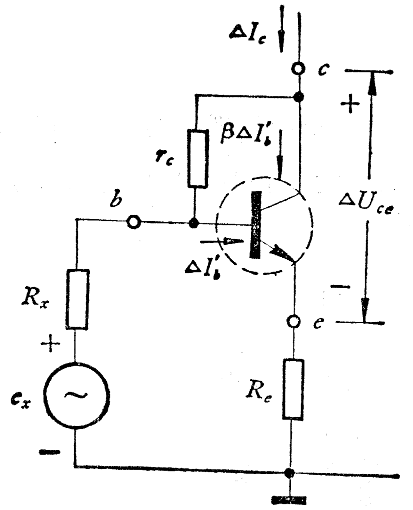


图 2-18 一般的共射极电路

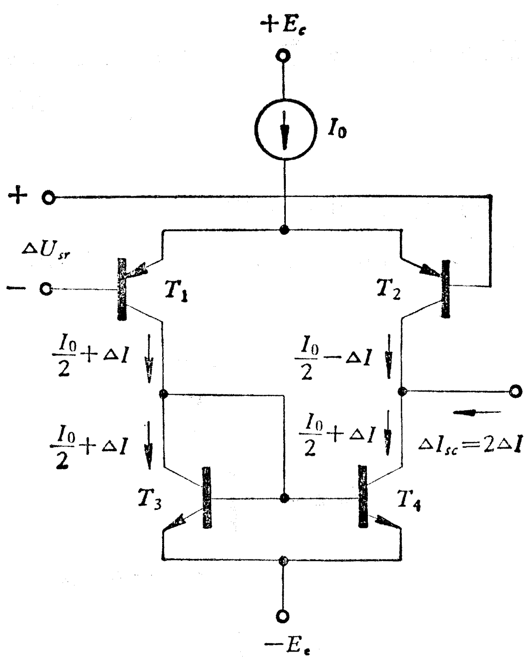


图 2-19 采用集电极有源负载的差动放大器

采用集电极有源负载的差动放大器如图 2-19 所示. 电路具有双端输入-单端输出的特点. PNP 晶体管 T_1 和 T_2 组成共射极放大电路, NPN 管 T_4 作为 T_2 的集电极有源负载. 电路的连接保证 T_3 和 T_4 的 U_{be} 始终相等, 因此它们的集电极电流在任何时刻都是相等的.

如图所示, 当输入电压 ΔU_{sr} 引起 I_{c1} 增加 ΔI 时, I_{c2} 则减小 ΔI, 由于 T_3 和 T_4 的连接特点, 使得 I_{c3} 和 I_{c4} 都同时增加 ΔI, 因此输出电流的变化量近似为 $2\Delta I$, 从而在单端

输出的条件下获得了相当于双端输出的增益.

对于这种电压输入、电流输出的放大电路采用跨导 g 来表示电路对信号的放大能力有时更方便一些. 跨导定义为

$$g=\frac{\Delta I_{sc}}{\Delta U_{sr}} \tag{2-58}$$

对于图 2-19 所示的电路,有

$$\Delta I_{sc}\approx 2\Delta I=2\beta_1\Delta I_{b1}$$

$$\Delta U_{sr}\approx 2(\beta_1+1)r_{e1}\Delta I_{b1}$$

代入式(2-58)得

$$g\approx\frac{\beta_1}{(\beta_1+1)r_{e1}}=\frac{\alpha_1}{r_{e1}} \tag{2-59}$$

进而利用公式(2-8),有

$$r_{e1}=\frac{kT}{qI_{e1}}$$

又已知 $I_0=2I_{e1}$, 所以式(2-59)可以改写成

$$g\approx\frac{\alpha_1 qI_{e1}}{kT}=\frac{\alpha_1 qI_0}{2kT} \tag{2-60}$$

在室温下, $T\approx 300\text{K}$, 考虑到横向 PNP 管的共基极电流增益 $\alpha_1=0.6—0.7$, 得

$$g\approx 20\alpha_1 I_0=(12—14)I_0 \tag{2-61}$$

如果 I_0 的单位为 mA, 则跨导 g 的单位是 m℧ (即 mA/V).

利用公式(2-57)还可以进一步分析图 2-19 中晶体管 T_2 的集电极等效负载电阻.

由于 T_3 接成二极管形式, 对于 T_4 的基极来说, 它的源内阻 $R_x\approx r_{e3}$; 又由于 T_3 和 T_4 的偏置电流相同 (均为 $I_0/2$), 因此 $r_{e3}=r_{e4}$; 电路中发射极电阻 $R_e=0$. 代入式(2-57)得

$$r_{ce4}=\frac{r_{c4}}{1+\beta_4}\left(1+\frac{\beta_4}{2}\right)\approx\frac{r_{c4}}{2}$$

对于 T_2 来说, 在差动信号作用下, 其发射极电位不变, 所以发射极相当于接地 (即 $R_e=0$), 如果它的基极输入端的源内阻 $R_x\gg\beta_2 r_{e2}$ 的话, 则

$$r_{ce2}\approx\frac{r_{c2}}{1+\beta_2}$$

因此, 求得 T_2 集电极的等效负载电阻

$$R'_{c2}=r_{ce4}/\!/r_{ce2}\approx\frac{r_{c4}}{2}/\!/\frac{r_{c2}}{1+\beta_2}$$

图 2-20 是采用集电极有源负载的共集-共基差动放大器, 它实际上是图 2-8 和图 2-19 两种电路合乎情理的结合. 在这个电路的基础上稍加改进就成为 5G24 集成运算放大器的输入级. 很自然它兼有着共集-共基电路和有源负载这两种电路的所有优点, 它不仅具有很高的增益, 而且可以在输入级同时完成电平移动和双端-单端转换的功能.

与图 2-19 不同的是现在输入电压跨接在 $T_1—T_4$ 四只晶体管的发射结上, 由于

$$r_{e1}=r_{e2}=r_{e3}=r_{e4}=\frac{kT}{qI_{e1}}$$

所以在晶体管工作电流相同的条件下, 图 2-20 电路的跨导约为图 2-19 电路的一半, 即

$$g \approx \frac{\alpha_3 q I_0}{4kT} \approx 10\alpha_3 I_0 = (6—7)I_0 \tag{2-62}$$

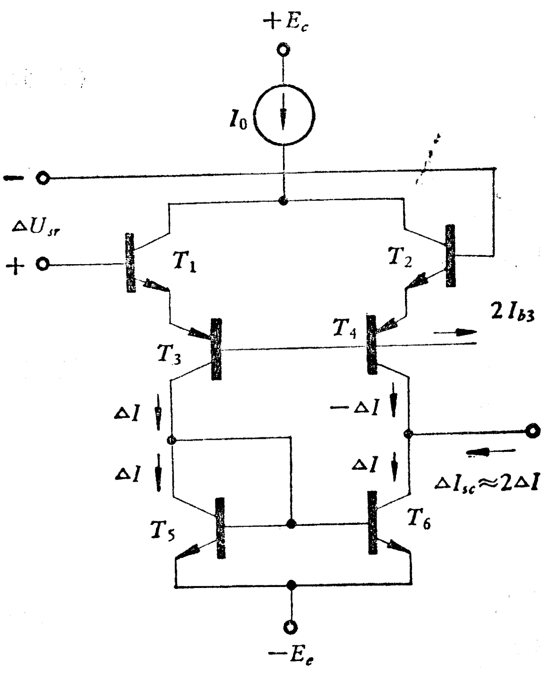


图 2-20 采用有源负载的共集-共基差动放大器

归纳起来，有源负载放大电路通常具有以下几个优点：

（1）用晶体管代替大电阻，节约了硅片面积，降低了成本；

（2）用较少的级数便可获得很高的增益．例如近代的集成运算放大器（如 5G24 等）只需要两个增益级就达到十万倍以上的电压增益．由于级数减少和电路的输出阻抗很高，整个集成运算放大器的相位补偿问题就变得特别简单了；

（3）可以在很宽的电源电压范围内工作．这是因为放大管的集电极偏置电流与集电极静态电位无关，因此当电源电压改变后，虽然负载管和放大管的 U_{ce} 都将相应改变，但它们的偏置电流仍将保持基本不变．

二、双端-单端转换

由于运算放大器有两个输入端和一个输出端，所以几乎都存在一个将差动输入级的双端输出信号转换为单端输出信号的问题．问题是差动放大器的电压增益在单端输出时仅为双端输出时的一半［见式(2-2)］．因此在实现双端-单端转换的时候，如何能获得与双端输出一样高的电压增益便成为设计人员追求的一个目标．

集成运算放大器的早期产品 BG301[1] 所采用的双端-单端转换电路如图 2-21 所示．它的基本原理在以后的集成运算放大器中仍被广泛应用．

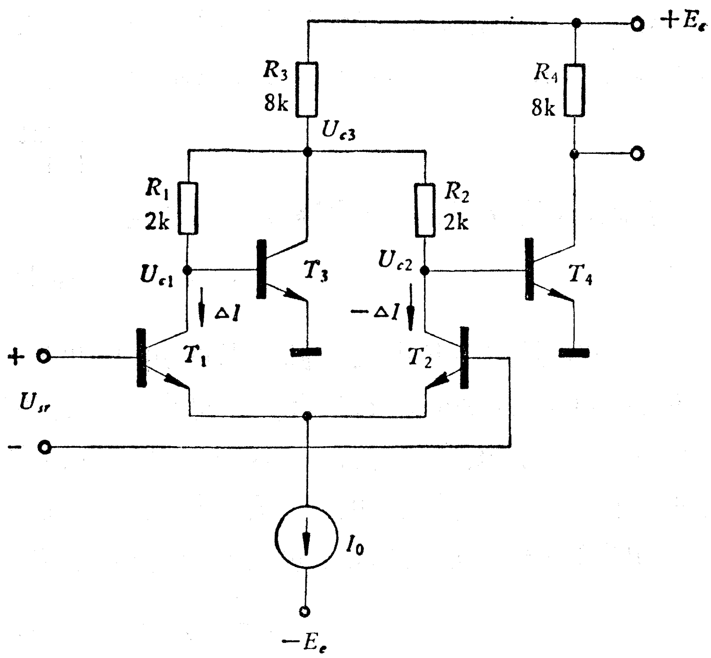


图 2-21 BG301 的双端-单端转换电路

图中，T_1，T_2，R_1，R_2 组成共射极的差动输入级，信号从 T_2 的集电极单端输出到第二级 T_4 的基极．当输入信号的极性如图所标，T_1 集电极电流增加 ΔI，T_2 则减小 ΔI．

晶体管 T_3 和电阻 R_3 组成一个共射极倒相器，用来将 T_1 集电极所获得的增益转移到 T_2 集电极输出端，以期在单端输出的条件下仍大体保持放大器双端输出的增益．这部分的工作原理可以用图 2-22 说明．

如图 2-22(a) 所示，T_3 借用电

阻 R_1 形成电压并联负反馈，因此如果忽略 T_3 的基极信号电流，则流经 R_1 的反馈电流近似等于输入电流 ΔI，这时 T_3 集电极的输出电压近似为 $\Delta I R_1$. 由于电压负反馈的特点，

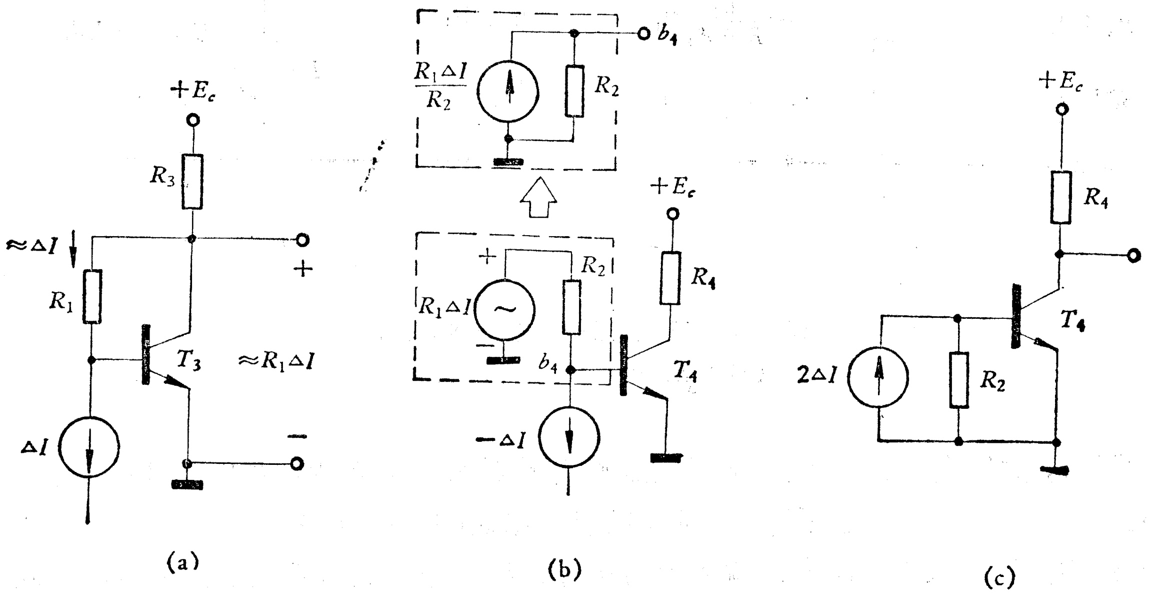


图 2-22 双端-单端转换电路的工作原理

(a) T_3 构成电压并联负反馈； (b) T_4 的输入端同时作用两个信号；
(c) T_4 的输入端作用一个大小为 $2\Delta I$ 的电流源.

T_3 集电极的输出电阻很小，所以上述输出电压可以用一个理想的电压源 $\Delta I R_1$ 来表示，于是如图(b)所示，T_4 的输入端同时作用着两个信号源，一个是由 T_2 集电极提供的电流源 $-\Delta I$，另一个是 T_3 集电极提供的电压源 $\Delta I R_1$. 它们的作用都是使 T_4 的基极电流增大，也就是说后一个信号加强了前一个信号. 进而利用电路变换的原理，可以将电压源 $\Delta I R_1$ 和串联电阻 R_2 转换为一个大小为 $\Delta I R_1/R_2 = \Delta I$ （因 $R_1 = R_2$）的电流源和一个与之并联的电阻 R_2. 最后将电路归并为图(c)的形式，它表明 T_4 输入端将作用一个大小为 $2\Delta I$ 的电流源. 实际上由于 R_2 的分流，T_4 的基极输入电流将小于 $2\Delta I$，即有

$$\Delta I_{b4} = \frac{2\Delta I R_2}{R_2 + r_{be4}}$$

此外，当差动放大器输入共模信号时，U_{c1} 和 U_{c2} 同时增加(或减小)，而 U_{c1} 的增加通过 T_3 倒相又使 U_{c2} 减小，所以 T_3 还有提高共模抑制能力的作用.

图 2-19 和 2-20 是另外两种双端-单端转换电路，它们的工作原理已如前述.

三、直流电平移动

所谓直流电平移动是为了保证运算放大器在零输入时对应的输出电平为零. 可是通常采用的 NPN 管共射极放大电路，信号从基极输入，集电极输出，集电极的直流电平总是比基极电平高. 如果输入级的基极直流电平为零，经过几级放大器之后，输出端的直流电平不断升高，就无法满足输出端为零电平的要求. 所以通常都必须在电路的安排上采用某种形式的电平移动电路来妥善解决这个矛盾.

1. 采用恒流源进行电平移动

用电阻分压的原理当然可以改变输出端的直流电平，如图 2-23(a) 所示，但是在电平

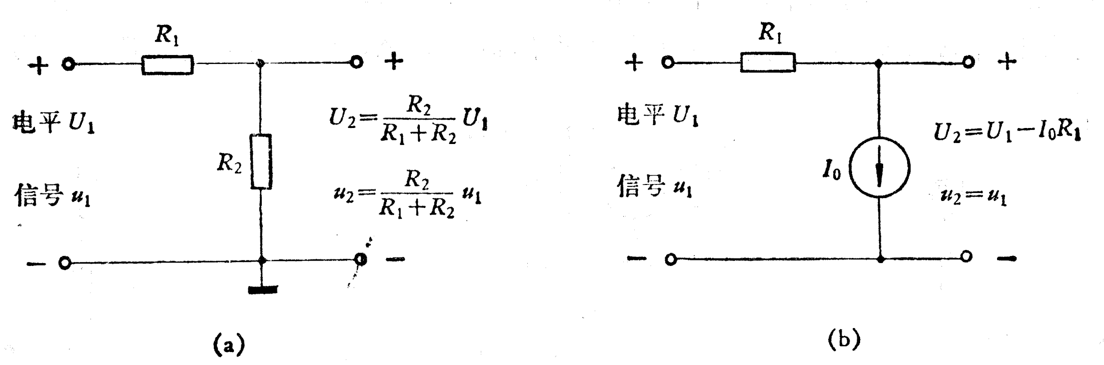


图 2-23 用恒流源移动直流电平的原理
(a) 电阻分压; (b) 恒流源.

移动的同时，信号也被衰减了. 利用恒流源 I_0 代替分压电阻 R_2，如图 2-23(b) 所示，由于电流 I_0 在 R_1 上产生的电压降为 I_0R_1，所以输出端的直流电平无疑是降低了. 重要的是恒流源的内阻远大于 R_1，所以输入信号经过这种传输电路时不会发生衰减，从而妥善解决了移动直流电平又不衰减信号的任务.

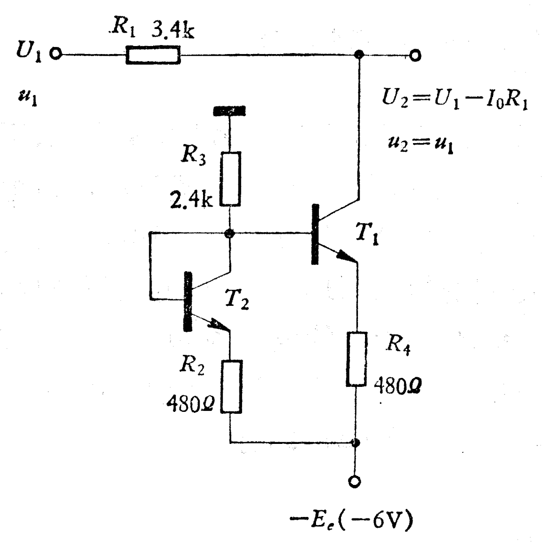


图 2-24 BG301 的电平移动电路

图 2-24 是集成运算放大器 BG301 的电平移动电路，T_1 和 R_4 组成恒流源，T_2 和 R_2，R_3 为其偏置电路. 如果设 $U_{be} \approx 0.7$ V，并忽略基极电流的影响，则

$$I_{c2} = \frac{E_c - U_{be2}}{R_2 + R_3} = 1.85 \text{ mA}$$

由于 T_1 和 T_2 的基极电位相同，它们的发射极电阻又相等 ($R_2 = R_4 = 480\Omega$)，因此 $U_{be1} = U_{be2}$，恒流源的电流

$$I_0 = I_{c1} = I_{c2} = 1.85\text{mA}$$

T_1 集电极输出端的直流电位

$$U_2 = U_1 - I_0R_1 \approx U_1 - 6.3\text{V}$$

也就是说，利用恒流源把输出端的电平降低了 6.3V，但信号基本上不受衰减.

应当指出，实际工作中必须考虑输出端负载对上述电平移动电路的影响. 由于恒流源的动态电阻极高，因此负载电阻将和 R_1 形成分压关系，从而使输出端的信号受到不同程度的衰减. 为了减小信号的衰减，输出端的负载电阻应比 R_1 大得多才好.

2. 采用 PNP 晶体管进行电平移动

横向 PNP 管广泛使用以后，电平移动电路就变得异常简单了. 因为在中间级采用 PNP 管共射放大电路，既可以移动直流电平，又具备一定的放大能力.

图 2-25 可以用来说明这种电平移动方案的原理. 实际上这种结构在分立元件的直耦放大器中是屡见不鲜的.

在近代的集成运算放大器中，应用最普遍的是图 2-8 所示的共集-共基差动放大器，由于共基极差动对管采用横向 PNP 晶体管，所以顺便完成了电平移动的任务.

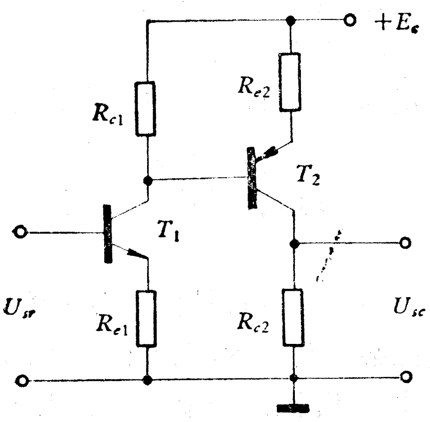


图 2-25 利用 PNP 管实现电平移动

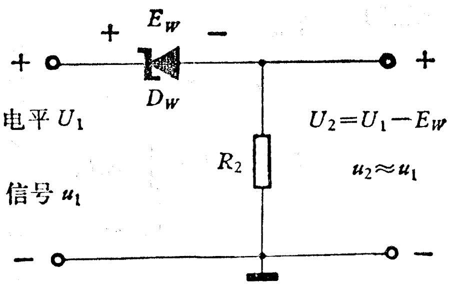


图 2-26 利用稳压管实现电平移动

3. 采用稳压管进行电平移动

采用图 2-23(b) 那样的恒流源电路实现电平移动，对高频和宽带放大器是不适宜的，因为恒流源的动态电阻很高，分布电容的影响突出，从而使放大器的高频性能下降.

利用动态电阻极小的稳压管来实现电平移动，如图 2-26 所示，可以改善电平移动电路的高频性能. 在移动的电平不大的情况下，图中的稳压管 D_W 也可以用若干个正向偏置的二极管来代替.

稳压管电平移动电路的缺点是噪声比较大，这是由稳压管的内部噪声引起的，此外在弱电流下，稳压管的稳压性能下降，所以不适于在要求低噪声的放大器前置级中使用.

图 2-27 是集成电压比较器 BG 307 中采用的稳压管电平移动电路. 这也说明这种电平移动电路在工作电流大、转换速度高、对噪声又无特殊要求的电压比较器中还是可以充分发挥它的特长的.

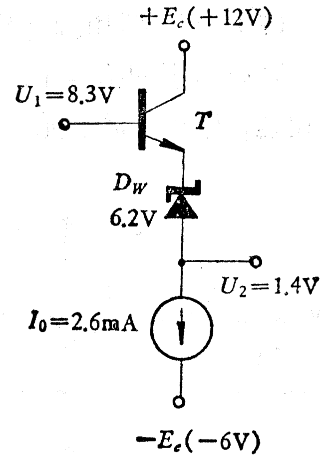


图 2-27 电压比较器 BG307 中采用的稳压管电平移动电路

第四节 输 出 级

集成运算放大器对输出级的要求主要是：有较大的电压输出幅度（摆幅），向负载提供一定的正、负向输出电流，以及尽可能低的输出电阻. 常用的输出级大都是电压增益接近于一而输出电阻较低的射极跟随器(共集电路).

一、单管输出级的缺点

图 2-28 是射极跟随器的基本电路，为了保证正、负向都有输出，发射极电阻接负电源 $(-E_e)$，基极输入端的电阻 R_x 代表前级的输出电阻(或信号源内阻).

射极跟随器的特点是输出电压与输入电压同相位，电压增益接近一，它的输出电阻较低，$r_{sc}=R_e/\!/(R_x+r_{be})/(\beta+1)$.

这种简单的跟随器输出级有以下三个缺点:

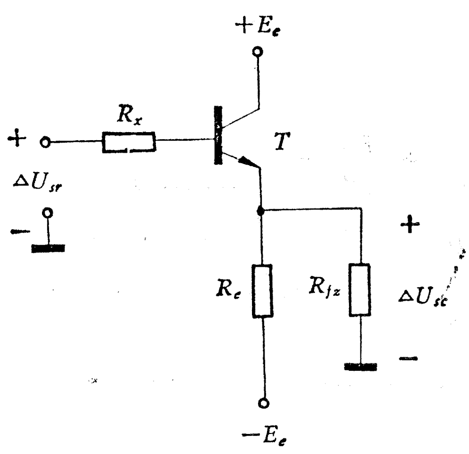


图 2-28 射极跟随器的基本电路

（1）工作在甲类，因此静态功耗大.

（2）负向输出电压的幅度小.

射极跟随器作正向输出时，只要输入电压足够大，虽然源内阻 R_x 上会损失一部分电压，但流过 R_x 的电流比发射极电流小 $(\beta+1)$ 倍，所以正向输出电压可以接近 $+E_c$.

作负向输出时，负载电流将从输出端往里灌，经 R_e 流向负电源，因此必然要在 R_e 上产生一定的压降，从而使输出电压总比 $-E_e$ 高. 当晶体管截止时，输出端负电压所能达到的最大幅度为

$$|U_{sc}|=\frac{E_eR_{fz}}{R_e+R_{fz}}$$

为了增大负向输出摆幅，就要求增大 E_e 或减小 R_e，这都将增大跟随器的静态功耗.

（3）在高频和脉冲应用时的局限性.

当输入脉冲信号时，射极跟随器的工作情况可以通过图 2-29 来说明. 为了定量地说明问题，图上注明了元件的参数.

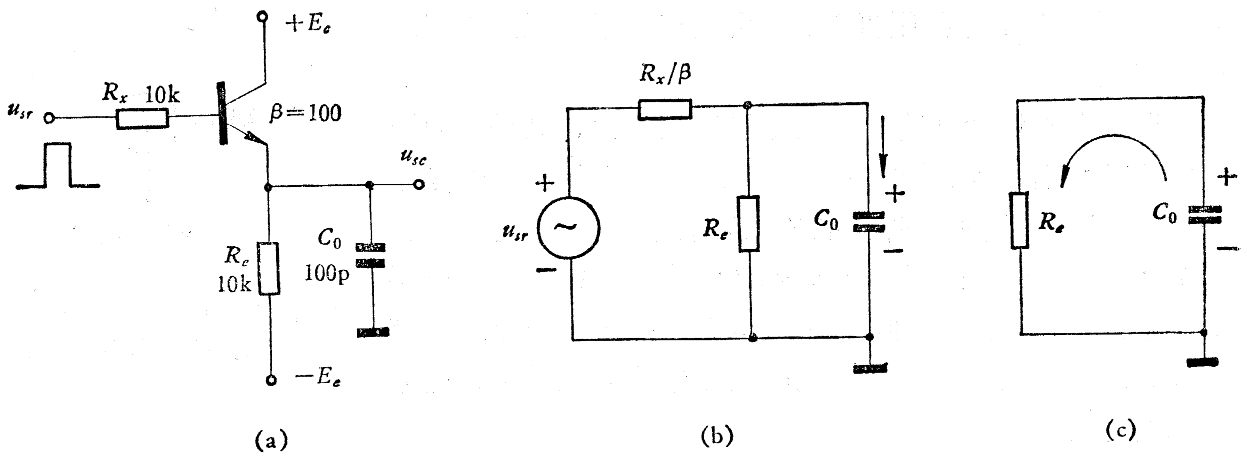


图 2-29 射极跟随器在脉冲电压作用下的情况

(a) 输入为脉冲电压； (b) 确定充电时间常数的等效电路； (c) 确定放电时间常数的等效电路.

当输入电压上跳时，负载电容 C_0 由晶体管的发射极电流充电，充电的时间常数为

$$\tau_c\approx\frac{R_xR_e}{R_x+\beta R_e}C_0\approx 10\text{ns}$$

当输入电压下跳时，由于 C_0 的存在，发射极电压不能突跳，因此晶体管由于发射结反偏而暂时截止，这时 C_0 只能通过 R_e 放电，所以放电的时间常数为

$$\tau_f=R_eC_0=1\mu\text{s}$$

也就是说，放电时间常数比充电时间常数大了 100 倍. 所以输出脉冲的下降边是很差的.

射极跟随器的这些缺点将由于采用推挽输出电路而得到改善.

二、推挽输出级

采用如图 2-30 和 2-31 所示的推挽输出电路，都可以使输出级的负向输出能力得到根本的改善.

在图 2-30 中，利用放大管 T_1 的集电极和发射极产生两个相位相反的驱动信号. 当输入电压升高时，U_{e1} 上升，U_{c1} 下降，于是 T_3 电流增大，T_2 电流减小，输出为负电压；反之，若 T_2 电流增大，T_3 电流减小，输出为正电压. T_4 接成二极管形式以便向推挽管 T_2 和 T_3 提供一定的静态工作电流，从而克服乙类推挽电路所固有的交越失真. 这个电路的特点是全部采用 NPN 晶体管，缺点是 T_2 和 T_3 得到的信号幅度不等，正向和负向的输出电阻也不同，为了减小这种动态不平衡的影响，往往需要采取外部反馈措施.

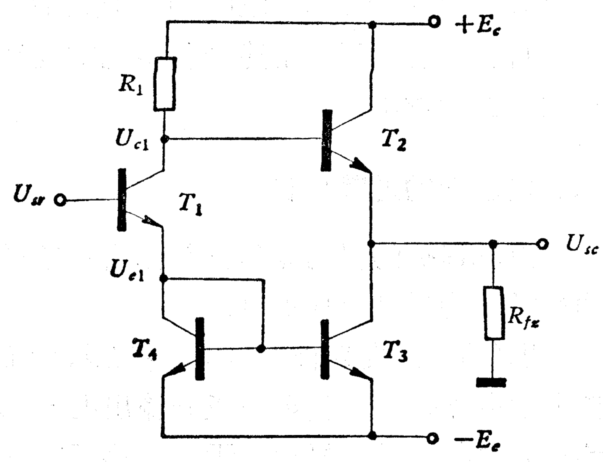


图 2-30 倒相推挽输出电路

图 2-31 是利用 NPN 和 PNP 管的互补对称结构组成的几种互补推挽电路，它们的驱动信号均取自 T_1 的集电极，不仅免去了倒相的要求，而且也解决了倒相推挽电路存在的动态性能不对称的问题. 因为在互补推挽电路中，不论是正向输出还是负向输出，都是射极跟随器形式，不仅增益相同，而且输出电阻也相同.

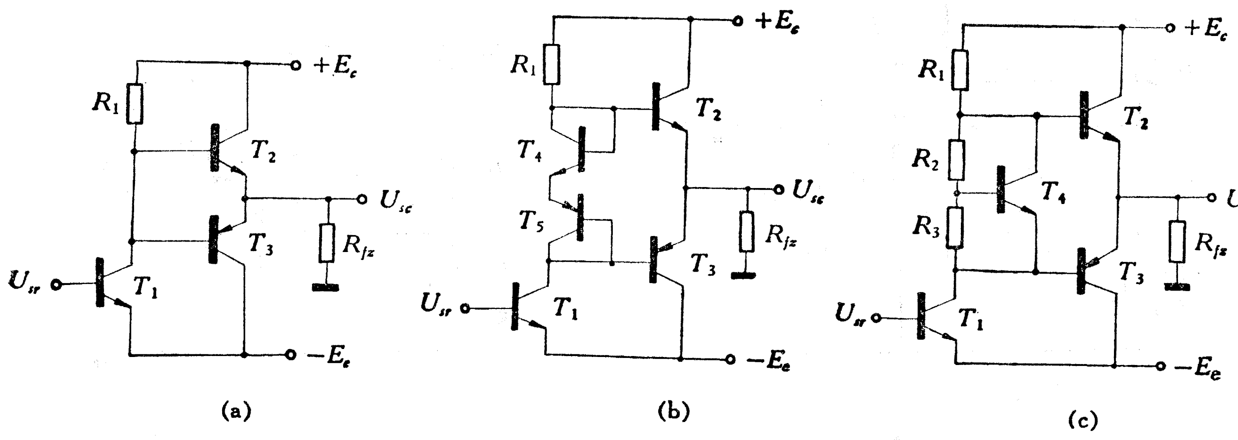


图 2-31 互补推挽输出电路

(a) 乙类推挽；(b) 甲乙类推挽之一；(c) 甲乙类推挽之二.

此外，由于输出级的 PNP 推挽管 T_3 也处于共集组态，它的集电极可以直接接到负电源上，因此有可能采用 β 值较高的衬底 PNP 管. 这种互补推挽输出电路是目前集成运算放大器中应用最普遍的一种.

互补推挽电路的偏置形式目前常见的有三种，如图 2-31 所示. 图 (a) 的输出电路处于乙类工作状态，静态下推挽管的工作电流为零，因此不可避免地产生交越失真，它的优点是功耗小. FC3 等集成运算放大器采用了这种乙类推挽输出电路，但是在内部附加了负反馈通道，以消除乙类电路固有的交越失真.

图(b)和图(c)两种输出电路均工作在甲乙类状态，以消除交越失真．但偏置的方式不同．图(b)把晶体管 T_4 和 T_5 接成二极管形式，利用两个发射结的正向压降为推挽管提供一定的偏置电流，由于晶体管发射结的正向压降具有几乎相同的温度系数（约为 $-2mV/℃$），因此这种偏置电路还具有温度补偿的作用．在图(c)的电路中，晶体管 T_4 和电阻 R_2，R_3 组成了所谓的"U_{be} 放大器"，如果忽略 T_4 的基极电流，T_4 的 $c-e$ 极电压降

$$U_{ce4} \approx \frac{U_{be4}}{R_3} R_2 + U_{be4} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) U_{be4} \tag{2-63}$$

合理选择 R_2 和 R_3 的电阻比，就可以为推挽管提供所需的偏置电流．这种偏置电路同样具有温度补偿作用．上述两种甲乙类互补推挽电路分别应用于 BG305 和 5G24 等集成运算放大器的输出级．

三、输出级的过载保护

过载保护的目的是保证晶体管在超过额定电流的运行情况下免遭损坏．图 2-32 是两种常用的过电流保护电路．

图(a)通过发射极电阻 R_{e2} 和二极管 D_3 以及 R_{e3}，D_4 分别对正向和负向输出管 T_2，T_3 实现过电流保护．例如当正向输出电流 I_{e2} 超过额定值时，R_{e2} 的压降促使二极管 D_3 正向偏置并由截止转为导通，于是旁路了驱动级向 T_2 提供的基极电流．设二极管 D_3，D_4 的

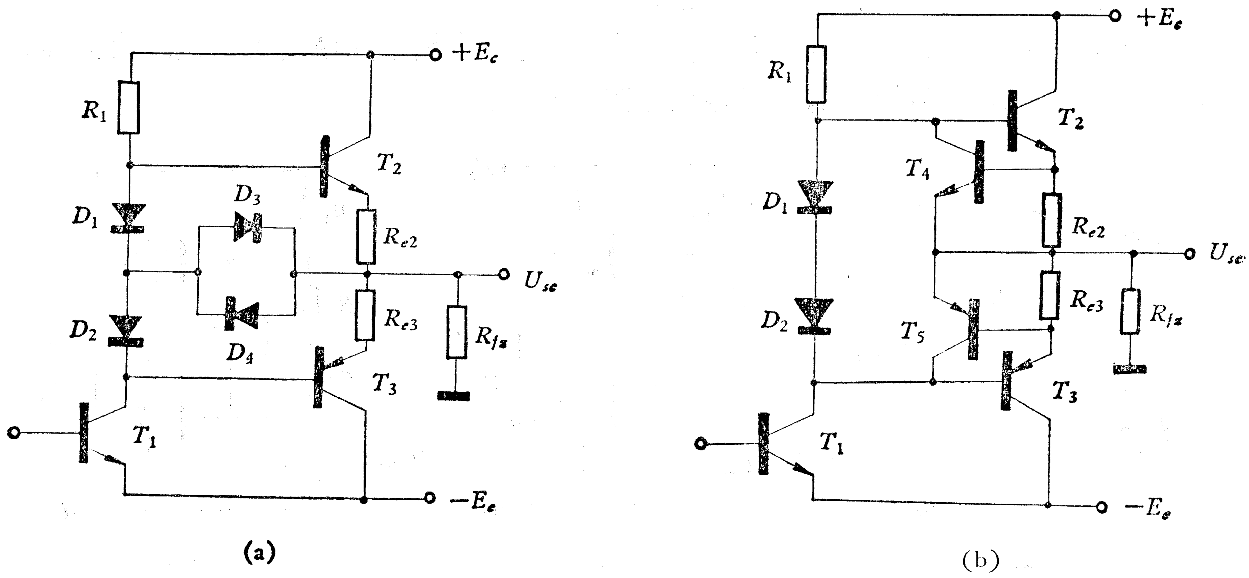


图 2-32　过电流保护电路

(a) 二极管保护；(b) 晶体管保护．

正向导通电压 $U_D \approx 0.6V$，发射极电阻 $R_{e2} = R_{e3} = R_e = 30\Omega$，则推挽管发射极的最大输出电流被限制为

$$I_{e\,max} \approx \frac{U_D}{R_e} \approx 20mA$$

当环境温度升高时，二极管的正向导通电压 U_D 下降，因而输出电流的最大值也相应减小，这种保护措施对于运行于高温条件下的晶体管是合理的．

图 2-32(b) 利用晶体管对输出级实现过电流保护，它的工作原理与图(a)相似，读者不难自行分析．

集成运算放大器 5G24 和 BG308 等分别采用了上述两种输出级的过载保护电路.

第五节　电流源及其偏置电路

通过前几节的讨论可以看到，在集成运算放大器的电路设计中广泛采用着各种电流源(或恒流源). 例如，在差动输入级采用发射极恒流源，可以提高共模抑制比;在共射或共基放大电路中用电流源代替集电极负载电阻，可以获得很高的电压增益;此外，在电平移动和双端-单端转换电路中采用电流源,减小了信号在传递过程中的损失,等等.

由此可见,各种电流源的设计在集成运算放大器中占有重要位置.

一、电流源的基本电路

图 2-33(a) 是晶体管电流源的基本电路，它的特点是充分发挥集成工艺中晶体管易于匹配的优越性. 图中 T_1 接成二极管形式，利用它的发射结正向电压 U_{be1} 向 T_2 提供偏置. 根据发射结电流方程式(2-7),有

$$I_c \approx I_e \approx I_s e^{qU_{be}/kT}$$

如果两只晶体管的发射结面积相等,参数匹配,在电路连接上又保证它们的发射结正向电压相等,则两管的集电极电流也相等,即

$$I_{c2} = I_{c1}$$

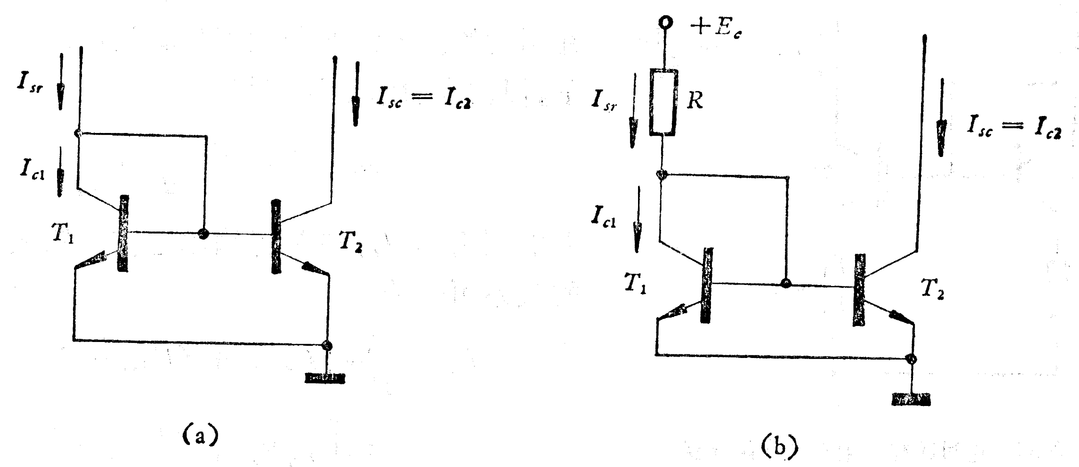


图 2-33　电流源的基本电路

(a) 电流源的基本电路;　(b) 恒流源——电流源的一个特例.

如图所示,如果忽略基极电流,电流源的输入电流 $I_{sr} \approx I_{c1}$，并且令 T_2 的集电极电流为电流源的输出电流,即 $I_{sc} = I_{c2}$. 则在电流源的基本电路中

$$I_{sc} \approx I_{sr} \tag{2-64}$$

据此不难看出,当输入电流固定不变时，电流源的输出电流也是恒定的，这种特殊情况称作恒流源. 恒流源的基本电路如图 2-33(b) 所示,由于

$$I_{sr} = \frac{E_c - U_{be1}}{R} \approx \frac{E_c}{R}$$

所以恒流源的输出电流是固定的,即

$$I_{sc}=I_{c2}\approx I_{sr}\approx\frac{E_c}{R} \tag{2-65}$$

为了使电流源的输出电流在数值上不同于它的输入电流，通常可以采用以下两种办法：

1. 改变两管的发射结面积比

在工艺条件相同的情况下，发射结反向饱和电流 I_s 与其结面积成正比．设 T_1 和 T_2 两管的发射结面积分别为 S_1 和 S_2，则

$$\frac{I_{s1}}{I_{s2}}=\frac{S_1}{S_2}$$

因此在两管 U_{be} 相等的连接中，两管的集电极电流之比应等于它们的发射结面积之比，即

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}}=\frac{I_{s1}}{I_{s2}}=\frac{S_1}{S_2}$$

这时电流源的输出电流

$$I_{sc}\approx\frac{I_{sr}S_2}{S_1} \tag{2-66}$$

2. 改变两管的发射极电阻比

在电流源的基本电路中增加两只发射极电阻 R_{e1} 和 R_{e2}，如图 2-34 所示．由于

$$U_{be1}+I_{e1}R_{e1}=U_{be2}+I_{e2}R_{e2}$$

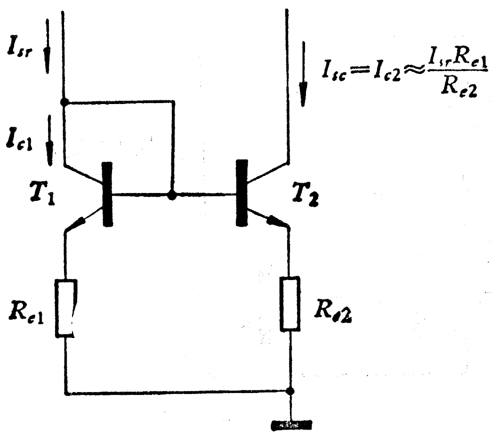


图 2-34 通过改变发射极的电阻比获得不同的输出电流

在两管的发射结面积相等和其他特性匹配的条件下，根据发射结电流方程有

$$U_{be1}-U_{be2}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{e1}}{I_{e2}} \tag{2-67}$$

考虑到 $I_c\approx I_e$，电流源输出电流与输入电流之间的关系可表为

$$I_{sc}\approx\frac{1}{R_{e2}}[I_{sr}R_{e1}+(U_{be1}-U_{be2})]$$
$$=\frac{1}{R_{e2}}\left[I_{sr}R_{e1}+\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{e1}}{I_{e2}}\right] \tag{2-68}$$

根据式(2-67)可知，在常温下当两管的发射极电流相差在十倍以内时，两管的 U_{be} 之差小于 60 mV．因此在估算时可近似认为两管的 U_{be} 相等，于是

$$I_{sc}\approx\frac{I_{sr}R_{e1}}{R_{e2}} \tag{2-69}$$

上面提到的两种电流源均具有较小的温度漂移． 倘若 T_2 改用某种参考电压源来提供偏置，U_{b2} 为常值，那么当温度升高时，由于 U_{be2} 下降(约−2 mV/℃)，电流源的输出电流将随温度升高．现在由于 U_{be1} 具有几乎相同的温度系数，因而可以对 U_{be2} 实现温度补偿，改善了输出电流的漂移特性．

既然电流源的传输比可以通过上述办法加以控制，所以在运算放大器中常常只需要设置一个偏置电路便可以为各级恒流源提供不同的恒流输出，如图 2-35 所示．显然这时

$$I_{sc1}=\frac{I_cR_e}{R_{e1}}$$

$$I_{sc2}=\frac{I_cR_e}{R_{e2}}$$

等等。

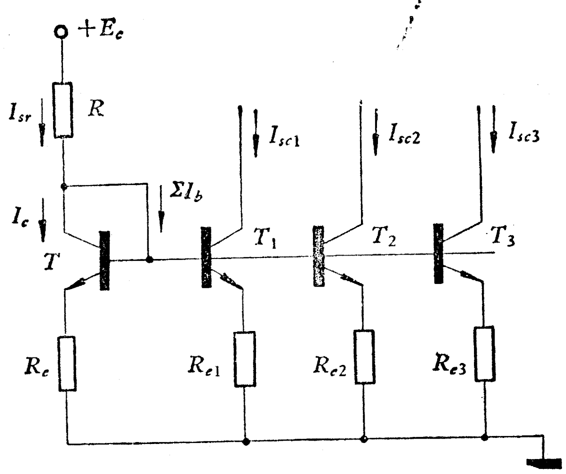


图 2-35　具有多路输出的恒流源

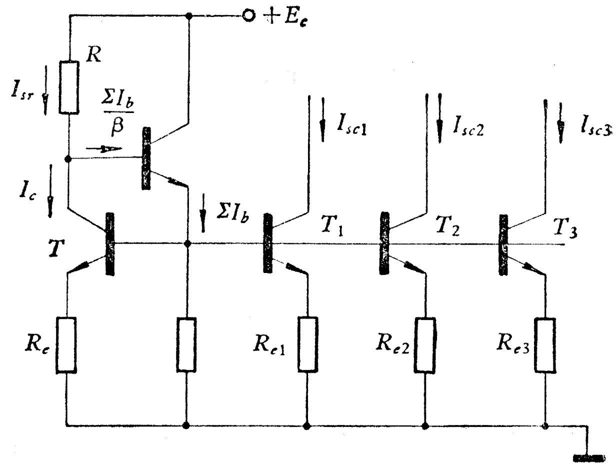


图 2-36　在多路输出的恒流源电路中增加一级射极跟随器作为缓冲

但由于所有晶体管的基极电流 ΣI_b 都必须由输入偏置电流 I_{sr} 提供，即

$$I_c=I_{sr}-\Sigma I_b$$

所以各路输出电流与输入偏置电流之间的传输比将出现较大的偏差。为了减小这种偏差可以在偏置电路与各路恒流管之间增加一级射极跟随器作为缓冲，如图 2-36 所示。于是

$$I_c=I_{sr}-\frac{\Sigma I_b}{\beta}$$

提高了各路输出电流与输入偏置电流之间的传输精度。

二、电流源精度的提高

电流源的输出电流与输入电流之间的传输精度问题，在由横向 PNP 管组成的电流源基本电路（见图 2-37）中显得特别突出，主要是因为目前横向 PNP 管的 β 值太低。

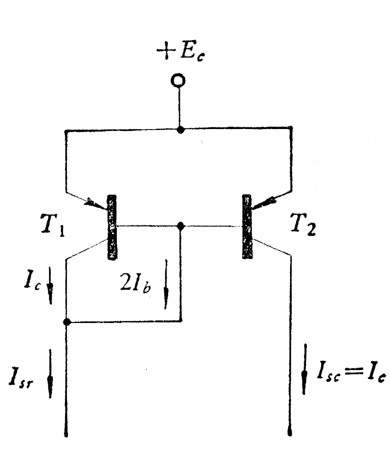


图 2-37　由横向 PNP 管组成的电流源

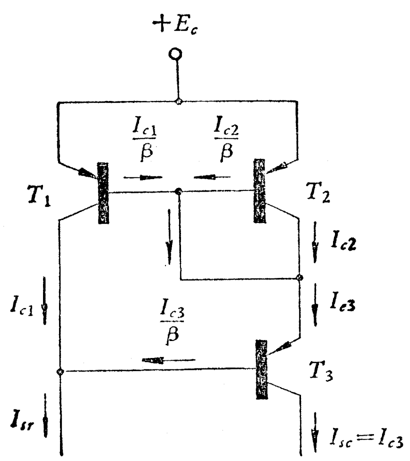


图 2-38　电流源精度的提高

假设两只 PNP 管的参数匹配，由于

$$I_{sr} = I_c + 2I_b = I_{sc}\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \tag{2-70}$$

如果横向 PNP 管的 $\beta = 2$，代入上式得

$$I_{sc} = 0.5\, I_{sr}$$

为了提高传输精度，可以在上述电流源的基本电路中增加一只晶体管，如图 2-38 所示．假设三只 PNP 管的参数匹配，β 值相等，则根据图中标明的电流正方向，并考虑到 $I_{c2} = I_{c1}$，有

$$\begin{cases} I_{sr} = I_{c1} + \dfrac{I_{c3}}{\beta} \\ I_{e3} = I_{c1} + \dfrac{2I_{c1}}{\beta} = I_{c1}\left(1 + \dfrac{2}{\beta}\right) \\ I_{sc} = I_{c3} = \dfrac{\beta}{\beta + 1} I_{e3} \end{cases}$$

在该联立方程组中消去 I_{c1}，I_{e3}，便求得电流源输出电流与输入电流之间的传输关系

$$I_{sr} = I_{sc}\left(1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}\right) \tag{2-71}$$

和公式(2-70)相比，电流源的传输精度有了明显的提高．设 $\beta = 2$，代入式(2-71)得

$$I_{sc} = 0.8 I_{sr}$$

应当指出，由于 U_{ce1} 和 U_{ce2} 也基本相等，而且当电流源两端的电压变化时 U_{ce2} 基本不变，因此 I_{c2} 与 U_{c3} 无关，这就意味着改进后的电流源具有更高的输出电阻[6]．

此外，改进后的电流源通过 T_3 基极电流的负反馈，使输出电流对于输入电流形成自动平衡的功能，这一点可以通过图 2-39 所示的方块图来说明．如果输入电流 I_{sr} 是固定

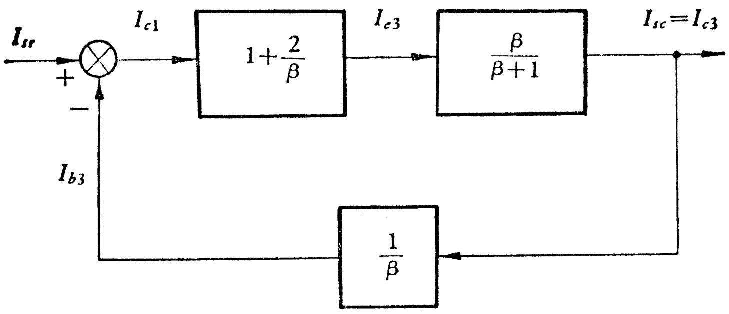


图 2-39　电流源输出电流的自动平衡原理

的，当温度或其他外界因素引起输出电流 I_{sc} 增加时，反馈电流 I_{b3} 也相应增加，从而使 I_{c1} 下降，后者又通过 $I_{c2} = I_{c1}$ 的约束条件使 I_{c2}，I_{c3} 下降，从而维持 I_{sc} 基本不变．

三、小电流的电流源

由式(2-65)可知，采用图 2-33(b) 所示的电流源基本电路时，为了获得小电流输出，必须增大偏置电阻 R．例如为了使 $I_{sc} = 20\ \mu\text{A}$，在 $E_c = 15\ \text{V}$ 的条件下，偏置电阻

$$R \approx \frac{E_c}{I_{sc}} = 0.75\ \text{M}\Omega$$

这样高的电阻值在集成电路中是很难制造的，有时不得不靠外接的方式来解决.

但是如果将图 2-34 的原理应用到这里来，并且令 $R_{e1}=0$，如图 2-40 所示，便可以轻易地获得微安级的输出电流，而且由于 R_{e2} 的出现，电流源的输出电阻也提高了.

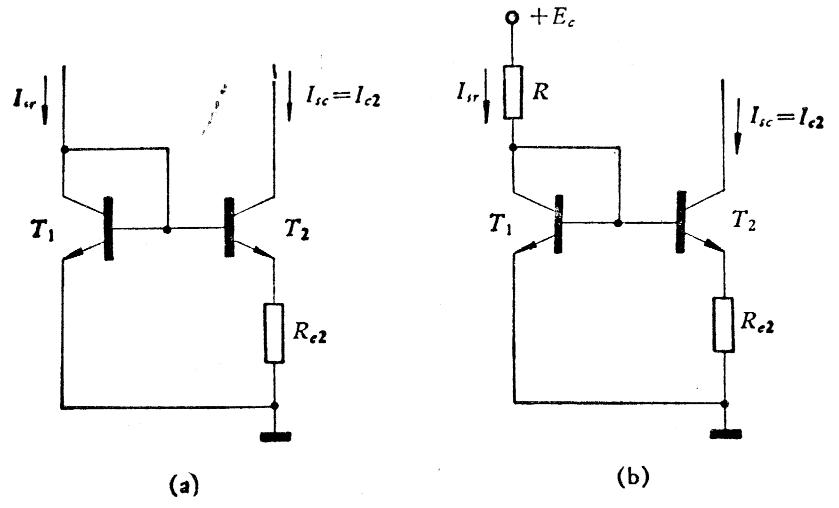


图 2-40 电流源的小电流技术

(a) 小电流的电流源；(b) 小电流的恒流源.

假设晶体管 T_1 和 T_2 的发射结面积相等，参数又匹配，则根据式(2-67)有

$$\Delta U_{be}=U_{be1}-U_{be2}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{e1}}{I_{e2}}$$

同时

$$\Delta U_{be}=I_{e2}R_{e2}$$

得

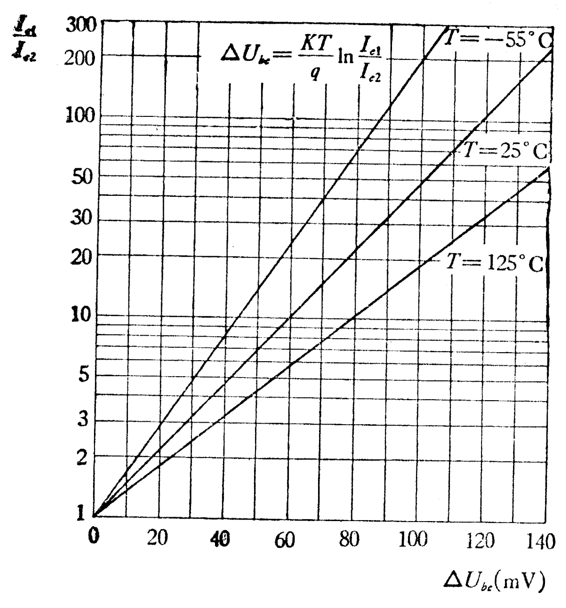


图 2-41 两只匹配晶体管的电流比 I_{e1}/I_{e2} 与 ΔU_{be} 的关系

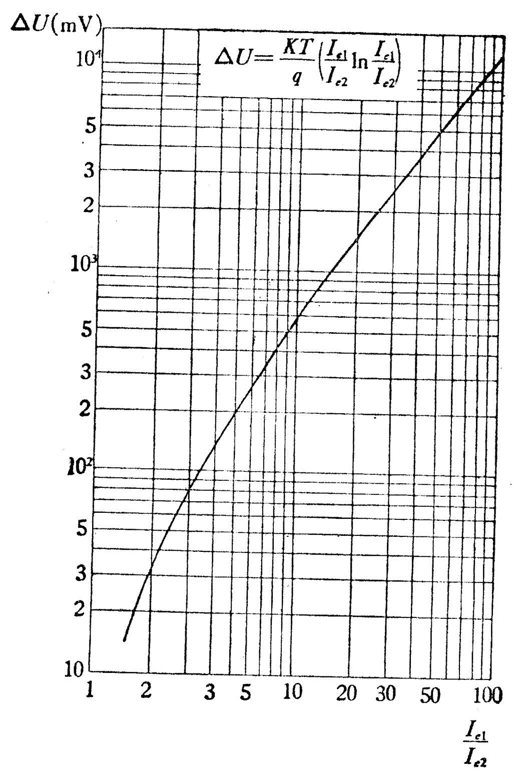


图 2-42 $\Delta U=\frac{kT}{q}\left(\frac{I_{e1}}{I_{e2}}\ln\frac{I_{e1}}{I_{e2}}\right)$ 曲线($T_A=25℃$)

$$I_{e2}R_{e2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{e1}}{I_{e2}} \tag{2-72}$$

根据式(2-67)可以画出两只匹配晶体管的电流比 I_{e1}/I_{e2} 与 ΔU_{be} 的关系曲线如图2-41 所示. 在电路设计时，根据给定的电流比和输出电流，利用上述曲线可以方便地确定 R_{e2} 的阻值. 举例来说，已知 $I_{sr} \approx I_{e1} = 1\ \mathrm{mA}$，$I_{sc} \approx I_{e2} = 20\ \mu\mathrm{A}$，则根据给定的电流比

$$\frac{I_{e1}}{I_{e2}} \approx \frac{I_{sr}}{I_{sc}} = 50$$

利用图 2-41 的曲线，查得常温（$T_A = 25℃$）下，两管的 $\Delta U_{be} \approx 100\ \mathrm{mV}$，据此便可确定 R_{e2} 的阻值

$$R_{e2} = \frac{\Delta U_{be}}{I_{e2}} \approx \frac{100\mathrm{mV}}{20\ \mu\mathrm{A}} = 5\ \mathrm{k}\Omega$$

如果仍设 $E_c = 15\mathrm{V}$，由于 $I_{sr} \approx 1\mathrm{mA}$，所以偏置电阻 R 的阻值

$$R \approx \frac{E_c}{I_{sr}} = 15\ \mathrm{k}\Omega$$

也就是说，采用如上所述的小电流技术，在输出电流仅为 20 μA 的情况下，不再需要高阻值的偏置电阻了.

但是利用图 2-41 的曲线来分析阻值参数已经给定的电流源电路时，仍感十分不便. 举例来说，如果已知 $I_{sr} \approx I_{e1} = 1\mathrm{mA}$，$R_{e2} = 12\mathrm{k}\Omega$，要求计算电流源的输出电流 I_{sc}. 由于电流比和 ΔU_{be} 都是未知量，因此不能直接查用图 2-41 的曲线. 再回顾一下公式(2-72)，它虽然给出了输出电流与输入电流之间的函数关系，但要解这种超越方程也是颇为麻烦的.

为此，我们将公式(2-72)改写成如下形式

$$\Delta U = I_{e1}R_{e2} = \frac{kT}{q}\left(\frac{I_{e1}}{I_{e2}} \ln \frac{I_{e1}}{I_{e2}}\right) \tag{2-73}$$

图 2-42 的曲线表达了上式中 ΔU 与电流比 I_{e1}/I_{e2} 的函数关系. 由于已知 $\Delta U = I_{e1}R_{e2} = 12000\mathrm{mV}$，因此可以直接利用曲线查出相应的电流比 $\frac{I_{e1}}{I_{e2}} \approx 100$，所以输出电流 $I_{sc} \approx I_{e2}$ $\frac{I_{e1}}{100} = 10\ \mu\mathrm{A}$.

小电流电流源的温度漂移可以根据图 2-40 计算如下. 由于

$$I_{e2} = \frac{1}{R_{e2}}(U_{be1} - U_{be2})$$

$$\frac{dI_{e2}}{dT} = \frac{1}{R_{e2}}\left(\frac{dU_{be1}}{dT} - \frac{dU_{be2}}{dT}\right)$$

利用式(2-25)的结论

$$\frac{dU_{be1}}{dT} - \frac{dU_{be2}}{dT} = \frac{U_{be1} - U_{be2}}{T}$$

代入得

$$\frac{dI_{e2}}{dT} = \frac{1}{R_{e2}}\left(\frac{U_{be1} - U_{be2}}{T}\right)$$

可见 I_{e2} 的温度系数为

$$\frac{1}{I_{e2}}\frac{dI_{e2}}{dT}=\frac{1}{T} \tag{2-74}$$

在室温下，$T\approx 300\mathrm{K}$，说明小电流电流源具有约为 0.3%/℃ 的正温度系数.

值得注意的是,差动放大器的电压增益通常是与放大管的发射结电阻 r_e 成反比的,

$$|K|\approx\frac{R_c}{r_e}$$

根据式(2-8)知

$$r_e=\frac{kT}{qI_e}$$

式中 I_e 为放大管的发射极工作电流，可见 r_e 具有正的温度系数. 因此当温度升高时，由于 r_e 增大,而造成增益下降.

倘若利用小电流恒流源向差动放大器提供偏置,设恒流源的输出电流 $I_0=2I_e$，代入得

$$r_e=\frac{2kT}{qI_0}$$

所以

$$\frac{dr_e}{dT}=\frac{2k}{qI_0}-\frac{2kT}{qI_0^2}\left(\frac{dI_0}{dT}\right)$$

由于 I_0 的温度系数由公式(2-74)所确定,代入上式得

$$\frac{dr_e}{dT}=0$$

也就是说，利用小电流恒流源 I_0 的温度系数对放大管的发射结电阻 r_e 实现了全补偿，从而使放大器的增益获得了优良的温度稳定性.

小电流电流源的另一个优点是,当偏置电流 $I_{sr}\approx I_{e1}$ 随着电源电压的改变而发生大幅度变化时,由于 I_{e2} 与 I_{e1} 之间存在着对数关系[见公式(2-72)或图 2-41]，所以 I_{e2} 的变化并不大,这就使得电路可以在很宽的电源电压范围内正常工作.

实际上根据式(2-72)可得

$$\frac{\Delta I_{e2}}{I_{e2}}\approx\frac{1}{1+\ln\dfrac{I_{e1}}{I_{e2}}}\frac{\Delta I_{e1}}{I_{e1}} \tag{2-75}$$

仍以前面计算过的例题来看,已知 $I_{e1}=1\ \mathrm{mA}$，$I_{e2}=10\ \mu\mathrm{A}$，假设电源电压下降为原来的一半,使 I_{e1} 减小到 0.5mA，即 $\frac{\Delta I_{e1}}{I_{e1}}=-50\%$，则

$$\frac{\Delta I_{e2}}{I_{e2}}\approx\frac{1}{1+\ln 100}\times(-50\%)\approx-9\%$$

也就是说,小电流电流源的输出电流 I_{e2} 从 10 μA 下降到 9.1 μA，只变化了 0.9 μA.

小电流电流源的缺点是偏置电流 I_{e1} 比输出电流 I_{e2} 大得多，因此在偏置电路中浪费了较大的功率，这对于低功耗的集成运算放大器(静态功耗在几毫瓦以下)来说是不允许的. 为了适应低功耗的要求，有时不得不仍旧依靠外接的高阻值偏置电阻来降低偏置电路的功耗,或者采用如下所述的场效应管偏置电路来达到目的.

四、场效应管偏置电路

图 2-43 是一种利用结型场效应管 T_1 代替偏置电阻的电流源电路，它的偏置电流通常只有几十微安.

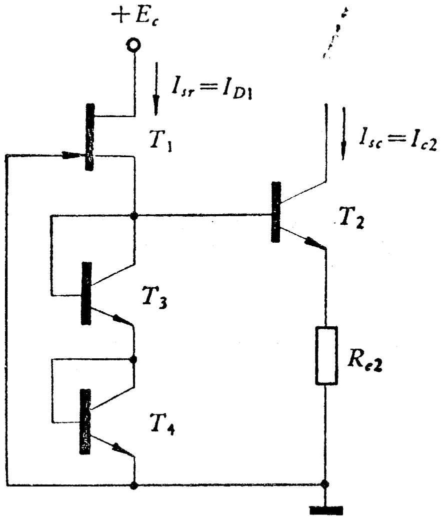


图 2-43 场效应管偏置电路

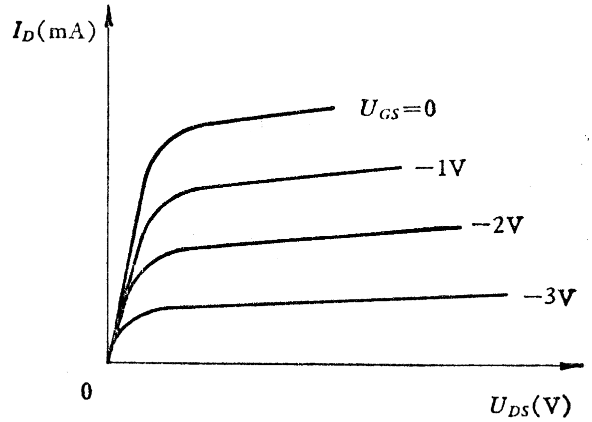


图 2-44 N沟道结型场效应管的输出特性

图 2-44 是N沟道结型场效应管的输出特性. 当栅-源电压 U_{GS} 一定时，漏极电流 I_D 基本上不受漏-源电压 U_{DS} 的影响，具有较好的恒流特性. 在图 2-43 的偏置电路中，利用 T_3，T_4 两个发射结的正向电压为场效应管 T_1 设置了栅-源负电压，从而确定了偏置电流 I_{D1}. 由于场效应管的特性参数难于精确控制，所以这种偏置电路实质上是为 T_2 管提供了一个比较稳定的偏置电压，如果 T_2，T_3，T_4 是匹配的，即 $U_{be1}=U_{be2}=U_{be3}$，则恒流源的输出电流实为

$$I_{sc}=I_{c2}\approx\frac{U_{be}}{R_{e2}} \tag{2-76}$$

由于 PN 结的正向电压很少受其电流的影响，例如当通过 T_3 和 T_4 的电流增加一倍，两个发射结的正向电压(约 1.2 V)仅增加 3% 左右，所以由于场效应管的特性参数不准确和电源电压改变所造成的偏置电流 I_{D1} 的变化，对恒流源的输出电流影响甚微.

参 考 文 献

[1] 清华大学电子工程系与工业自动化系编，晶体管电路(第一册)，科学出版社，1973.

[2] Gray, P. E., Physical Electronics and Models of Transistor, John Wiley & Sons, New York, 1964.

[3] Roberge, J. K., Operational Amplifiers—Theory and Practice, John Wiley & Sons, New York, 1975.

[4] Grame, J. G., Tobey G. E. and Huelsman, L. P., Operational Amplifiers Design and Applications, McGraw-Hill, New York, 1971.(中译本《运算放大器——设计和应用》，何同杰等译，科学出版社，1978.)

[5] RCA Linear Integrated Circuits, 1970.

[6] Gray, P. R., Meyer, R. G., Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons, 1977.

第三章　集成运算放大器的典型电路

集成运算放大器实质上是一种通用的高增益直流放大器，根据抑制漂移所采取的技术手段不同，可以把目前的集成运算放大器大体分成以下两大类：

(1) 以电路参数相互补偿的原理来抑制漂移的称为参数补偿式运算放大器.这是目前国内外绝大多数集成运算放大器所采用的电路形式. 它的特点是电路简单，集成度不高，易于生产.

(2) 以斩波器稳零原理来抑制漂移的称为斩波器稳零集成运算放大器. 它的电路复杂，集成度高，它的技术指标已经接近于理想的直流放大器.

除此之外，还可以根据集成运算放大器的用途或电路发展历史来分类.

例如，根据集成运算放大器的性能和用途可以分成：通用型、高输入阻抗型、低漂移型、低功耗型、高速型、高耐压大摆幅型等等.

而从电路发展历史的角度来看，国内外公认集成运算放大器迄今已发展到第四代产品.

那些基本上承袭了数字集成电路工艺，但也开始少量采用诸如横向 PNP 晶体管等特殊元件的电路，属于第一代集成运算放大器，它们通常已经具备了可以满足中等精度要求的技术指标. 国产的 FC3，5G23 等集成运算放大器可以作为第一代产品的典型代表.

第二代集成运算放大器以普遍采用有源负载为其重要标志，因而简化了电路设计，提高了直流参数. 国产的 5G24，FC4，BG303，BG305，BG308，BG312 等产品都属于这一类.

第三代集成运算放大器的特点是在差动输入级采用超 β 晶体管，从而获得了优良的直流参数. 美国的 MC1556，AD508L 等产品可以作为第三代集成运算放大器的代表.

第四代电路主要是指近几年才研制成功的斩波器稳零集成运算放大器，从集成度来说它们已达到中、大规模的水平，从性能上来说也已经接近理想的直流放大器. 这类产品目前有美国的 HA2900 和 SN62088 等.

本章将大致按集成运算放大器发展的年代系统地介绍一批典型电路，既是为了从中看到这些电路所经历的变革和进步，又是为了使读者能够在深入了解这些电路性能的基础上更好地运用它们.

第一节　集成运算放大器的第一代电路

国产的 FC3 和 5G23 是第一代集成运算放大器的典型代表，它们的直流参数都比早期的 FC1（或 BG301，5G922 等）电路有了较大的改善，大致能保证中等精度的运算要求.

一、5G23

图 3-1 是 5G23 的电路．它的特点是电路简单，整个放大器只包含两个增益级，便达到了 5×10^4 左右的开环增益，所以相位补偿比较方便．它的前身是 5G22（见图 3-2），后者的主要缺点是增益偏低（10^4 左右），输入失调电压的温度漂移大（10—20 μV/℃）．改进后的 5G23 只比原来的电路增加了一只晶体管和一只二极管，便使增益提高了五倍，电

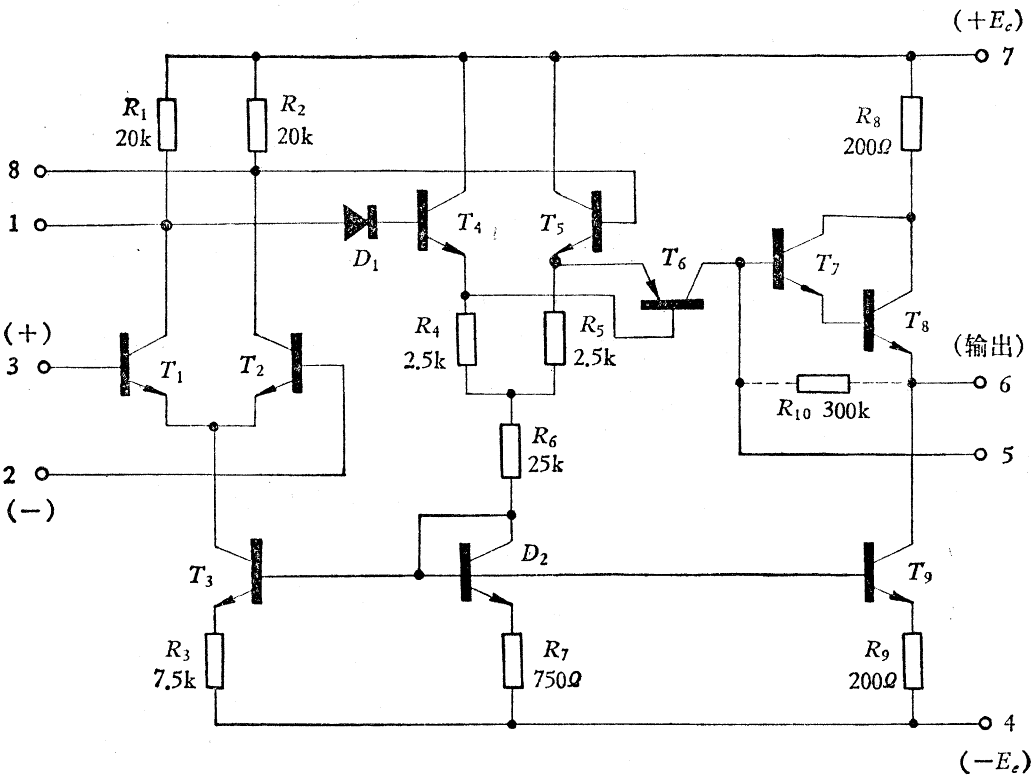


图 3-1　5G23 集成运算放大器电路

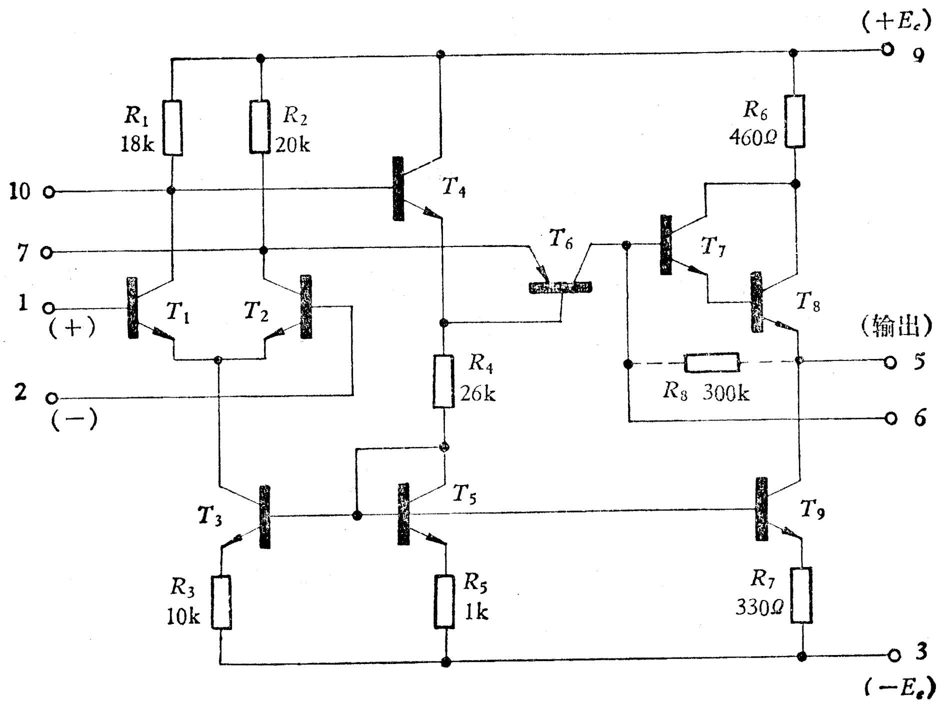


图 3-2　5G22 集成运算放大器电路

压漂移减小到 5μV/℃ 左右. 对比一下这两种电路可以从中看到电路的合理布局对于它们的性能往往具有重大影响.

5G23 和 5G22 都具有两个增益级和一个甲类输出级. T_1, T_2 是差动输入级, 也是第一增益级, T_3 是这一级的发射极恒流源. 横向 PNP 管 T_6 组成第二增益级, 它是放大器的主要增益级. 同时由它完成了电平移动和双端-单端转换等功能. 输出级是由复合管 (T_7, T_8) 组成的射极跟随器, T_9 是它的发射极恒流源负载. 这种输出电路的缺点是静态功耗大,而且增大输出电流和减小功耗的要求是互相矛盾的.

从电路的布局来看, 5G23 对 5G22 的主要改进表现在两个增益级之间采用了一级平衡的差动跟随器 (T_4, T_5) 作为隔离. 这种布局一方面减小了 T_6 管 $b-e$ 极之间的信号源内阻, 从而提高了这一级的增益;另一方面又改善了差动输入级的平衡性, 从而减小了输入失调电压的温度漂移. 具体来说,在 5G22 的电路中, T_6 发射极的源内阻为 $R_2=20\ \mathrm{k}\Omega$, 改进后下降为 R_2/β_5. 根据计算结果可知,在 5G22 中 $I_{e4}=1\ \mathrm{mA}$, $I_{e6}=10\ \mu\mathrm{A}$. 根据公式(2-67)可以计算 T_4 和 T_6 两管的 U_{be} 之差

$$\Delta U_{be}=U_{be4}-U_{eb6}=\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{e4}}{I_{e6}}$$

在室温下, $T\approx 300\ \mathrm{K}$, $I_{e4}/I_{e6}=100$, 所以

$$\Delta U_{be}=120\ \mathrm{mV}$$

由此形成的温度漂移由公式(2-25)求得

$$\frac{d\Delta U_{be}}{dT}=\frac{\Delta U_{be}}{T}=400\ \mu\mathrm{V/℃}$$

由于 5G22 的输入级增益 $K_1\approx 40$, 所以 T_4 和 T_6 的 U_{be} 失配在输入端引起的失调漂移为

$$\frac{\dfrac{d\Delta U_{be}}{dT}}{K_1}\approx 10\ \mu\mathrm{V/℃}$$

因此在最不利的情况下, 5G22 的输入失调电压漂移可能超过 20 μV/℃.

5G23 采取了以下两个措施来减小失调漂移:

(1) 输入级的集电极电阻 R_1 和 R_2, 以及后级的负载均保持对称平衡. 也就是令 $R_1=R_2$, 并尽可能使 T_4, T_5 组成的差动跟随器处于均衡工作状态.

(2) 在 T_1 的集电极到 T_4 的基极之间增加一只二极管 D_1, 一方面向 T_6 的 $e-b$ 极提供一个正向偏置电压, 另一方面又使它和 T_6 的 $e-b$ 结工作在相等的电流下, 以便降低第二级的失调电压. 实践证明,采取上述措施后, 第二级的失调电压可下降到几毫伏, 这样它对输入级的影响就很小了.

下面以 5G23 为例, 计算一下放大器各级的直流工作点. 在计算中,假设所有晶体管的 $|U_{be}|\approx 0.6\ \mathrm{V}$, 并忽略基极电流 I_b 的影响.

首先考虑由 R_1, R_4, R_6, R_7 和 D_1, D_2, T_4 三个 PN 结所组成的偏置电路,列出它的回路方程:

$$\begin{aligned}I_{c1}R_1+U_{D1}+U_{be4}+I_{c4}R_4+(I_{c4}+I_{c5})R_6+U_{D2}+I_{R_7}R_7&\\=E_c+E_e&\end{aligned}\tag{1}$$

再根据 D_2 和 T_3, T_9 组成的两个恒流源,有

$$\left.\begin{aligned} I_{c3} &= \frac{I_{R_7}R_7}{R_3} \\ I_{c9} &= \frac{I_{R_7}R_7}{R_9} \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

此外还有

$$\left.\begin{aligned} I_{c1} &= I_{c2} = \frac{I_{c3}}{2} \\ I_{c4} &= I_{c5} = \frac{I_{R_7}}{2} \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

已知 $E_c = E_e = 15\ \text{V}$，$U_{D1} = U_{D2} = U_{be4} \approx 0.6\ \text{V}$，各个电阻的阻值如图 3-1 所标．则将式(2),(3)代入(1)整理后得

$$I_{R_7} = 1\ \text{mA}$$
$$I_{c3} = 100\ \mu\text{A}$$
$$I_{c9} = 3.75\ \text{mA}$$
$$I_{c1} = I_{c2} = 50\ \mu\text{A}$$
$$I_{c4} = I_{c5} = 0.5\ \text{mA}$$

设 $\beta_7\beta_8 = 5000$，则

$$I_{b7} \approx \frac{I_{c9}}{\beta_7\beta_8} = 0.75\ \mu\text{A}$$

又由于

$$I_{R_{10}} = \frac{U_{be7} + U_{be8}}{R_{10}} = 4\ \mu\text{A}$$

所以

$$I_{c6} = I_{R_{10}} + I_{b7} = 4.75\ \mu\text{A}$$

设横向 PNP 管 T_6 的 $\beta_6 = 2$，则

$$I_{e6} = \frac{(\beta_6 + 1)I_{c6}}{\beta_6} \approx 7.1\ \mu\text{A}$$

可见为了使流过 T_6 发射结的电流和 D_1 的电流均衡,以便减小第二级的失调电压,应使

$$I_{b4} = I_{e6}$$

由此推算出

$$\beta_4 = \beta_5 \approx 70$$

此外,由于输入级的集电极电位

$$U_{c1} = U_{c2} = E_c - I_{c1}R_1 = 14\ \text{V}$$

而 T_3 集电极的最低电位

$$(U_{c3})_{\min} = -E_e + (I_{c3}R_3 + U_{ces3}) \approx -13\ \text{V}$$

所以 5G23 的共模输入电压最大可达 $\pm 12\ \text{V}$ 左右．

5G23 的各级增益计算如下:

由于 T_4, T_5 差动跟随器的隔离，可以近似忽略第二级负载对第一级的影响，根据公式(2-11)可直接求出第一级的电压增益

$$K_1 = 20I_{c3}R_1 = 40$$

第二级 T_6 管的集电极负载是末级跟随器的输入电阻,设末级输出端的负载电阻 R_{fz}

$=5\ \mathrm{k}\Omega$，则

$$r_{sr3}\approx\beta_7\beta_8R_{fz}=25\ \mathrm{M}\Omega$$

显然在这种情况下，T_6 管自身的 $c-e$ 极动态电阻已不能再忽略．根据生产厂提供的实验数据，在 $I_{c6}\approx 5\ \mu\mathrm{A}$ 的条件下，$r_{ce6}\approx 10\ \mathrm{M}\Omega$.

T_6 的发射结电阻

$$r_{e6}=\frac{26(\mathrm{mV})}{I_{e6}}\approx 3.7\ \mathrm{k}\Omega$$

因此第二级的电压增益可表为

$$K_2\approx\frac{\alpha_6(r_{sr3}/\!/r_{ce6})}{r_{e6}}$$

前已设 $\beta_6=2$，所以 T_6 的共基极电流放大系数

$$\alpha_6=\frac{\beta_6}{\beta_6+1}\approx 0.67$$

由此得

$$K_2\approx 1300$$

5G23 电路的总增益

$$K=K_1K_2\approx 52000$$

这个计算结果与实测数据接近．

5G23 的输入电阻

$$r_{sr}\approx 2\beta_1r_{e1}=2\beta_1\frac{26(\mathrm{mV})}{I_{e1}}$$

在 $I_{e1}=50\ \mu\mathrm{A}$ 的条件下，输入级差动对管（T_1，T_2）的 β 值越高，输入电阻也就越高．如果 β_1 的数值在 50—100 之间，则

$$r_{sr}=50-100\ \mathrm{k}\Omega$$

由于横向 PNP 管 T_6 的集电极输出阻抗很高，所以虽有复合管 T_7，T_8 组成的射极跟随器作为缓冲，5G23 的输出电阻仍然比较大，即有

$$r_{sc}\approx\frac{r_{ce6}}{\beta_7\beta_8}=2\ \mathrm{k}\Omega$$

但在负反馈的应用条件下还不至于有太大影响．

图 3-3 是 5G23 的开环频率特性．由于 5G23 只有两个电压增益级，所以频率特性中存在两个相应的转折频率．第一个转折频率

$$f_1\approx 4\ \mathrm{kHz}$$

是由横向 PNP 管 T_6 所组成的第二增益级引起的．第二个转折频率

$$f_2\approx 1.2\ \mathrm{MHz}$$

是由差动输入级引起的．

这种双极点的频率特性比较容易实现相位补偿．例如在 5G23 的相位补偿引出端（第 5 脚）对地之间连接一只 680—1000 pF 的电容器，便可以实现闭环增益为一的全补偿．经过电容补偿以后的开环频率特性如图 3-3 中虚线所示，它表示放大器经过上述补偿以后具备了单极点的稳定结构．

利用 5G23 接成反相比例放大器时的外部连线如图 3-4 所示．图中电位器 W 用作调

零，电容 C_B 用作相位补偿，以消除放大器在闭环工作状态下可能出现的自激振荡。

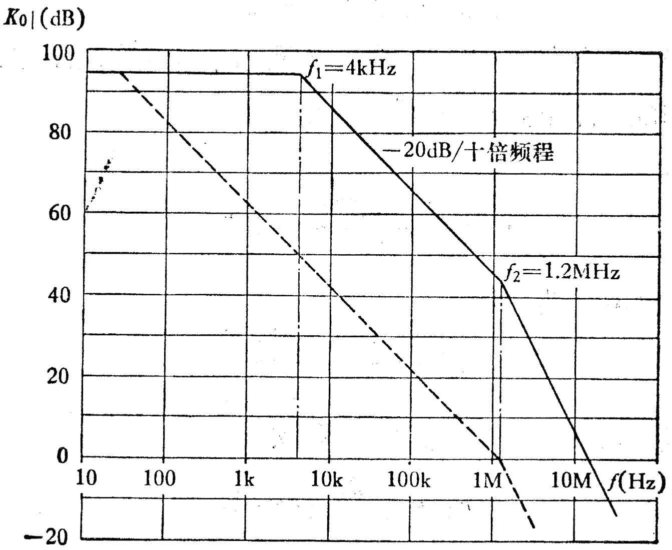


图 3-3 5G23 的开环对数幅频特性
（虚线表示经过全补偿以后的特性）

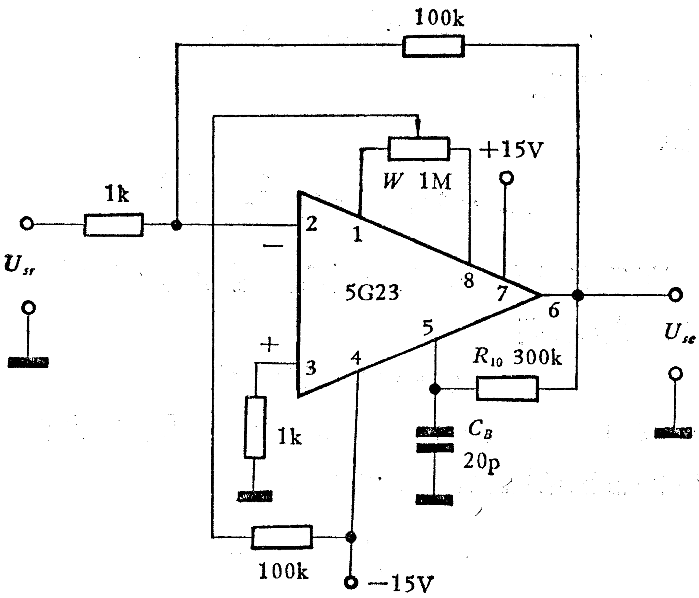


图 3-4 5G23 的外部连线

5G23 的主要参数如表 3-1 所示.

二、FC3*

FC3 的电路和美国 1965 年制成的 μA709 型集成运算放大器相当. 由于 μA709 在无源负载的集成运算放大器中具有典型性，所以资本主义国家通常都把它看作是第一代电路的代表.

图 3-5 是 FC3 的电路. 它由三个增益级组成.

FC3 的输入级是由晶体管 T_1 和 T_2 组成的差动放大器，具有双端输入、双端输出的平

* 和 FC3 属于同类型产品的国内还有复旦大学生产的 4E304 等.

衡结构，R_1，R_2 是它的集电极电阻，晶体管 T_{10}，T_{11} 和电阻 R_{10}，R_{11} 等构成了这一级的小电流恒流源．为了减小基极偏置电流，输入级的集电极工作电流设计为 20 μA 左右．

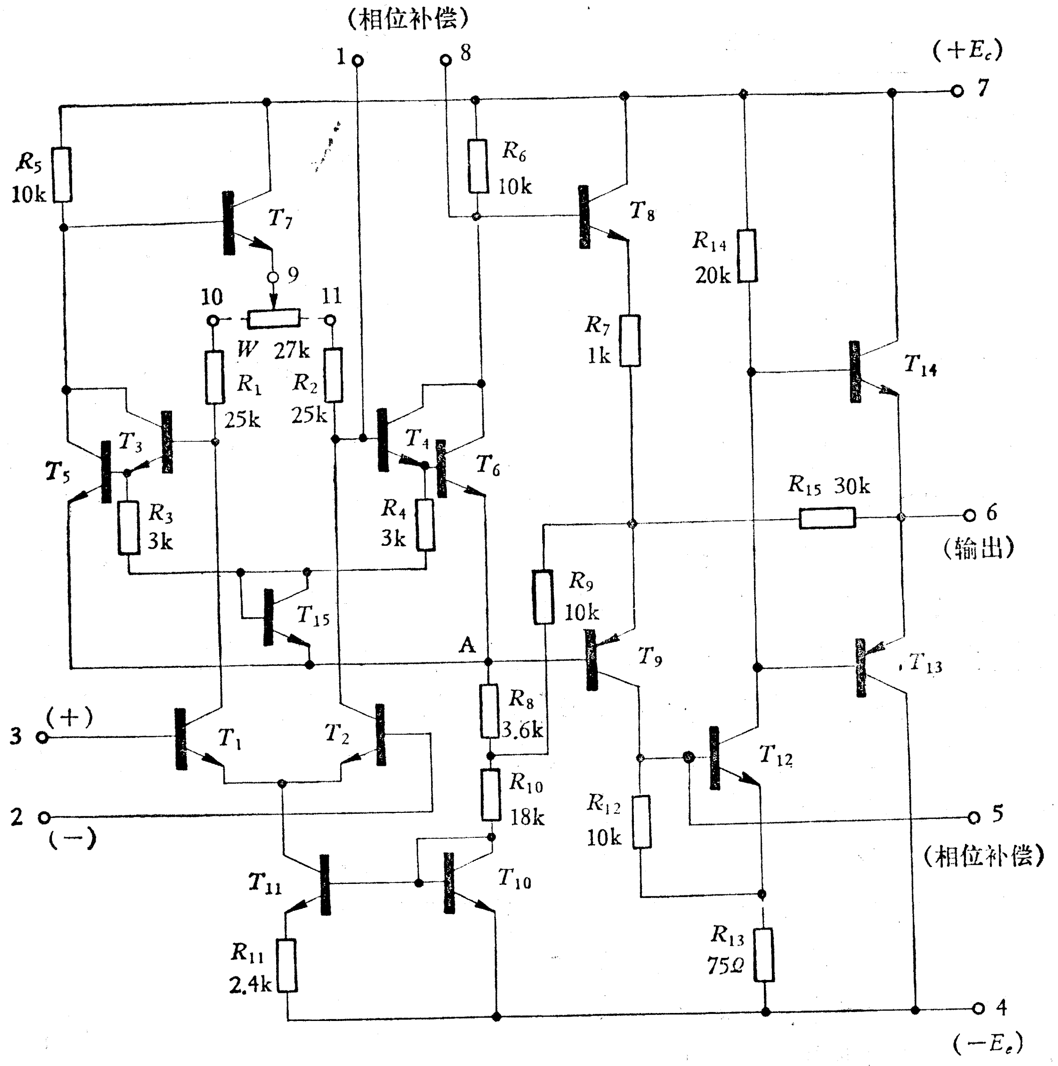


图 3-5 FC3 集成运算放大器电路

FC3 的第二级也是差动放大器，由复合管 T_3-T_5 和 T_4-T_6 共同组成，R_5，R_6 为其集电极电阻．这一级还完成了双端-单端的转换． 通过晶体管 T_7 的作用，将复合管 T_3-T_5 的集电极电压增量转移到 T_4-T_6 的集电极输出端，从而在单端输出的条件下获得了接近于双端输出的电压增益(详见第二章图 2-21)． 这一级采用复合管的意图是尽可能提高本级的输入电阻，以保证输入级获得较高的电压增益．

FC3 的第三级由 T_8，T_9，T_{12}，T_{13}，T_{14} 共同组成．T_8 接成射极跟随器起到对第二级进行隔离的作用，T_8 和 T_9 同时完成了电平移动的功能．T_9 是横向 PNP 管，这是横向PNP 管首次应用于集成运算放大器．由于 A 点电位浮动，这一级放大器的输入信号实为 ΔU_{ce6}，经共基放大管 T_9 和共射放大管 T_{12} 放大后，由 T_{13} 和 T_{14} 组成的乙类互补跟随器输出，并由输入电阻 R_7 和反馈电阻 R_{15} 形成一个完整的电压并联负反馈放大器，相当于一个内部的反相比例运算放大器，如图 3-6 所示．因此这一级的电压增益可近似由 R_{15} 和 R_7 的阻值比来确定，即

$$K_3 = \frac{\Delta U_{sc}}{\Delta U_{ce6}} \approx -\frac{R_{15}}{R_7} = -30$$

这一级中的电阻 R_{12} 用来为 T_9 和 T_{12} 的反向电流提供泄放通路，R_{13} 则以电流负反馈的方式适当减小内部运算放大器的开环增益，以保证 R_{15} 对 R_7 的电压负反馈是稳定的.

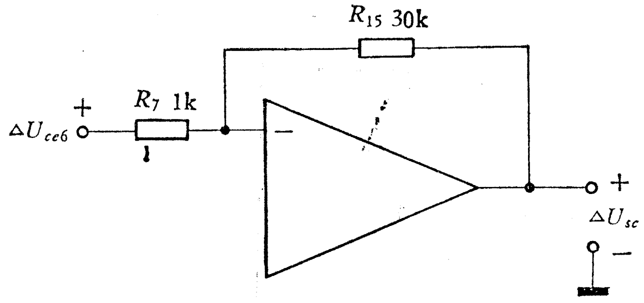


图 3-6 第三级形成一个内部运算放大器

FC3 的电路具有以下几个特点：

(1) 采用 T_{10} 和 T_{11} 所组成的小电流恒流源，如第二章第五节所述，一方面可以基本上补偿掉 T_1, T_2 两管的发射结电阻 r_e 随温度的变化，保证了输入级增益对温度的稳定性；另一方面由于 I_{c11} 和 I_{c10} 之间存在对数关系

$$I_{c11}=\frac{kT}{qR_{11}}\ln\frac{I_{c10}}{I_{c11}}$$

因此即使 I_{c10} 由于电源电压在大范围内变化而发生较大变化时，I_{c11} 的变化却很小，所以输入级的特性在这种情况下也变化不大. 这意味着 FC3 的电路对电源电压的适应性很强. 例如当电源从 ±15V 变到 ±9V 时，输入级的集电极电流只改变 3 μA 左右.

(2) 在第二级复合管差动放大电路中采用了新颖的反向电流泄放结构. 在一般的复合管电路中，为了避免前管的 $c-e$ 极反向电流 (I_{ceo}) 直接进入后管的基极，都需要在后管的 $b-e$ 极之间并联一个泄放电阻，如图 3-7(a) 所示. 如果希望泄放的电流为 20 μA，则泄放电阻的阻值大致为 $0.6\text{V}/20\mu\text{A}=30\,\text{k}\Omega$，这个阻值对集成工艺来说已显偏大. 另一方面，由于扩散电阻具有正的温度系数，所以当温度升高时，晶体管的反向电流增大，而扩散电阻的阻值也同时增大，从而使通过该电阻的泄放电流反而减小，这显然是矛盾的. 图 3-7(b) 是 FC3 所采用的泄放结构，它和小电流电流源的结构相似，由于泄放电阻 R_3 两端的压降为 $(U_{be5}-U_{be15})$，因此为泄放相同电流所需的阻值就可以小得多，有利于集成化生产. 另一方面，根据式(2-25)可知

$$\frac{d(U_{be5}-U_{be15})}{dT}=\frac{U_{be5}-U_{be15}}{T}$$

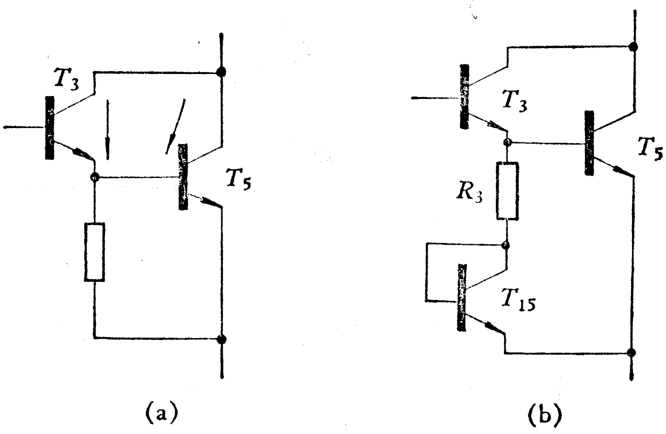


图 3-7 反向电流的泄放结构
(a) 泄放电阻；(b) 泄放结构的改进.

因为 $U_{be5}>U_{be15}$，所以 R_3 两端的电压降也具有正的温度系数. 也就是说当温度升高时，虽然 R_3 的阻值有所增加，但它两端的电压降也同时增大，因而仍然可以经过它泄放更大的反向电流.

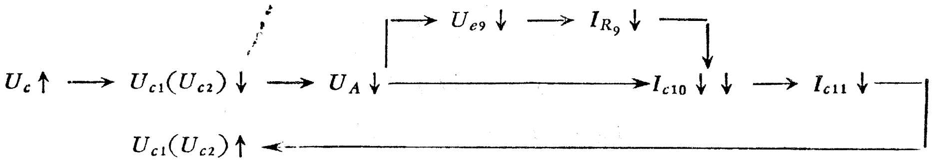
此外，采用上述的泄放结构可以为 T_3 和 T_4 建立起一个固定的发射极电流，从而改善了 U_{be3} 和 U_{be4} 的匹配程度，对减小第二级的失调电压也是有利的.

(3) 为了扩展正向共模输入电压的范围，必须保证差动输入级的集电极具有较高的电位，为此 T_5, T_6 的发射极不是接地，而是接到一个具有 +9.4 V 左右高电位的参考点 A 上. 这样一来，

$$U_{c1}=U_{c2}=U_A+U_{be4}+U_{be6}\approx 10.6\text{ V}$$

可见采取这一措施以后，FC3 的正向共模输入电压可以达到+10 V.

(4) 当出现共模输入电压 U_c 时，除了输入级的发射极恒流源 I_{c11} 具有共模负反馈作用以外，FC3 还通过 A 点电位 U_A 和恒流源的偏置电流 I_{c10} 形成另一条共模负反馈通道，从而提高了放大器的共模抑制比. 后一种共模负反馈的作用过程可以用箭头表示如下:



(5) FC3 的输出级采用了乙类互补推挽电路 (T_{13}, T_{14})，它的显著优点是静态功耗等于零，效率高. 乙类推挽电路所固有的交越失真和其他非线性失真则通过该级自身的电压负反馈基本消除.

下面计算 FC3 的静态工作点.

由于 T_5, T_6 的发射极接到电位浮动的参考点 A 上，因此使放大器各级的静态工作电流互相制约，造成了静态工作点计算的复杂化.

计算中设电源电压 $E_c = E_e = 15$ V; 除了处于乙类工作状态的 T_{13}, T_{14} 两管外，其余晶体管的 $|U_{be}| \approx 0.6$ V; 除横向 PNP 管 T_9 的 $\beta_9 = 5$ 以外，其余晶体管的 $\beta = 50$. 调零引出端 9, 10, 11 脚短接.

由于静态时，$U_{sc} = 0$，而且 $U_{be13} = U_{be14} = 0$ (乙类工作状态)，所以直接可以得出:

$$I_{c12} = I_{R_{14}} = \frac{E_c}{R_{14}} = 750\ \mu\text{A}$$

$$I_{R_{12}} = \frac{U_{be12}}{R_{12}} \approx 60\ \mu\text{A}$$

$$I_{b12} = \frac{I_{c12}}{\beta} = 15\ \mu\text{A}$$

$$I_{c9} = I_{R_{12}} + I_{b12} \approx 75\ \mu\text{A}$$

$$I_{b9} = \frac{I_{c9}}{\beta_9} \approx 15\ \mu\text{A}$$

$$I_{e9} = I_{c9} + I_{b9} \approx 90\ \mu\text{A}$$

此外，考虑到放大器的平衡对称状态可近似认为

$$I_{R_5} \approx I_{R_6}\ (\text{即}\ U_{c5} \approx U_{c6})$$

$$I_{c1} = I_{c2}$$

进而根据图 3-5 列写有关的电路方程

$$R_{11}I_{c11} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{c10}}{I_{c11}} \tag{1}$$

$$I_{c10} = I_{R_8} + I_{R_9} \tag{2}$$

$$R_9 I_{R_9} = U_{eb9} + R_8 I_{R_8} \tag{3}$$

$$R_{15}I_{R_{15}} + E_e = R_9 I_{R_9} + R_{10}I_{c10} + U_{be10} \tag{4}$$

$$I_{e8} = I_{e9} + I_{R_9} + I_{R_{15}} \tag{5}$$

$$E_c = R_6 I_{R_6} + U_{be8} + R_7 I_{e8} + R_{15}I_{R_{15}} \tag{6}$$

$$I_{c1} = \frac{I_{c11}}{2} \tag{7}$$

$$I_{R_8} \approx 2I_{R_6} \tag{8}$$

$$R_1 I_{c1} + U_{be3} + U_{be5} \approx R_7 I_{e8} + U_{eb9} \tag{9}$$

联立求解以上九个方程,求出

$$I_{c10} \approx 1.16 \text{ mA}$$

$$I_{c11} \approx 37 \ \mu\text{A}$$

$$I_{c2} = I_{c1} \approx 18.5 \ \mu\text{A}$$

$$I_{e8} \approx 0.77 \text{ mA}$$

$$I_{R_5} \approx I_{R_6} \approx 0.36 \text{ mA}$$

$$I_{R_{15}} \approx 0.33 \text{ mA}$$

由此得到 A 点的电位

$$U_A = R_{15} I_{R_{15}} - U_{eb9} \approx 9.4 \text{ V}$$

下面计算 FC3 的各级增益和差模输入电阻.

如果忽略后级负载对前级的影响, 第一级差动放大器的电压增益可按公式(2-11)求得

$$K_1 \approx 20 I_{c11} R_1 = 18.5$$

第二级为复合管差动放大器,由于 T_7 的作用在单端输出的条件下仍可近似达到双端输出的增益,根据公式(2-39)得

$$K_2 \approx 20 I_{R_6} R_6 = 72$$

FC3 的第三级为内部运算放大器,它的增益

$$K_3 \approx \frac{R_{15}}{R_7} = 30$$

所以, FC3 的总增益为

$$K = K_1 K_2 K_3 \approx 4 \times 10^4$$

此外,由于 $I_{e1} \approx I_{c1} = 18.5 \ \mu\text{A}$, T_1 的发射结电阻

$$r_{e1} = \frac{26(\text{mV})}{I_{e1}} \approx 1.4 \text{ k}\Omega$$

所以当 $\beta_1 = 50$ 时, FC3 的差模输入电阻

$$r_{sr} \approx 2\beta_1 r_{e1} \approx 140 \text{ k}\Omega$$

FC3 的输出级由于存在内部的电压负反馈,所以输出电阻是比较小的,近似有

$$r_{sc} = 50\text{—}200 \ \Omega$$

对比一下 FC3 和 5G23 的电路, 可以看出 FC3 的某些性能(如输入偏置电流, 输入电阻和输出电阻)虽然略优于 5G23, 但两者的电压增益相当,而 FC3 的电路比 5G23 复杂得多, 它用了 15 只晶体管和总阻值为 171 kΩ 的扩散电阻, 而 5G23 只用了 11 只晶体管和 80 kΩ 扩散电阻. 此外, FC3 具有三个增益级, 频率特性包含三个极点, 因此实现相位补偿也更复杂一些. 这些都是 FC3 的缺点.

FC3 的主要参数可参考表 3-1. 图 3-8 是利用 FC3 组成反相比例放大器时的外部连线,图中电位器 W 作调零用,电阻 R_{B1} 和电容 C_{B1}, C_{B2} 用作相位补偿.

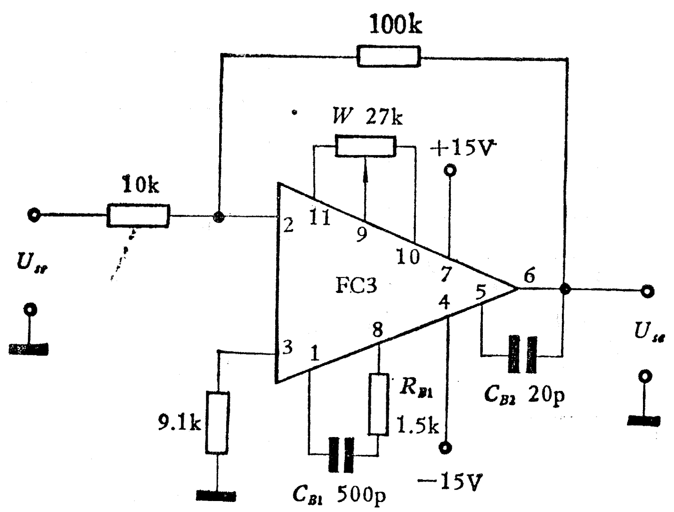


图 3-8 FC3 的典型连线

第二节 集成运算放大器的第二代电路

第二代集成运算放大器的重要标志是在电路中普遍采用了有源负载，因而在不增加级数的情况下获得了很高的开环增益．它们是当前国内外生产量最大、使用面最广的通用型集成运算放大器．以国产器件来说，BG305 和 5G24 可以作为这一代电路的代表．

一、BG305

BG305 是我国自行设计的一种高增益(10^6左右)、高输入阻抗(1—2 MΩ 左右)的通用型集成运算放大器．

图 3-9 是 BG305 的电路．它由三个增益级组成，其中两级采用有源负载，所以它的开环增益比第一代电路有了数量级的提高．此外由于采用复合管差动输入级，所以输入偏置电流和输入失调电流都比较小．但这种复合管结构增加了输入失调电压和等效输入噪声电压，这是它的不足之处．

如图所示，BG305 的差动输入级由复合管 T_1，T_2 组成，T_{13} 是这一级的发射极恒流源．输入级的集电极电阻 R_c（典型值为 50kΩ）和整个放大器的偏置电阻 R_b（典型值为 100kΩ）均采取外接的形式．这种安排一则是为了避免制造占用硅片面积大、成本高的高值电阻，二则是为用户根据需要适当调整这些电阻阻值提供了方便．由于采用复合管输入级，BG305 的基极输入偏置电流可以减小到 100 nA 左右，比 5G23 减小了一个数量级，与此同时也提高了放大器的差模输入电阻和输入失调电流及其漂移等指标．此外，由于复合管的 b-e 结反向击穿电压比普通晶体管提高一倍，所以 BG305 的差动输入电压可达 ±18V，约比常规的输入级提高一倍左右．

BG305 的第二级为 T_3—T_6 组成的共集-共基电路，同时完成了电平移动和双端-单端转换的功能．T_{16} 是共基放大管 T_6 的集电极有源负载，这一级的输出阻抗很高，所以不仅可以获得很高的增益，而且为采用小电容进行相位补偿创造了条件．

复合管 T_7，T_8 组成的共射电路是 BG305 的第三个增益级，多极结构的横向 PNP 管 T_{17} 作为这一级的集电极有源负载，T_{17} 的接法形成了它自身的电流负反馈以获得稳定的

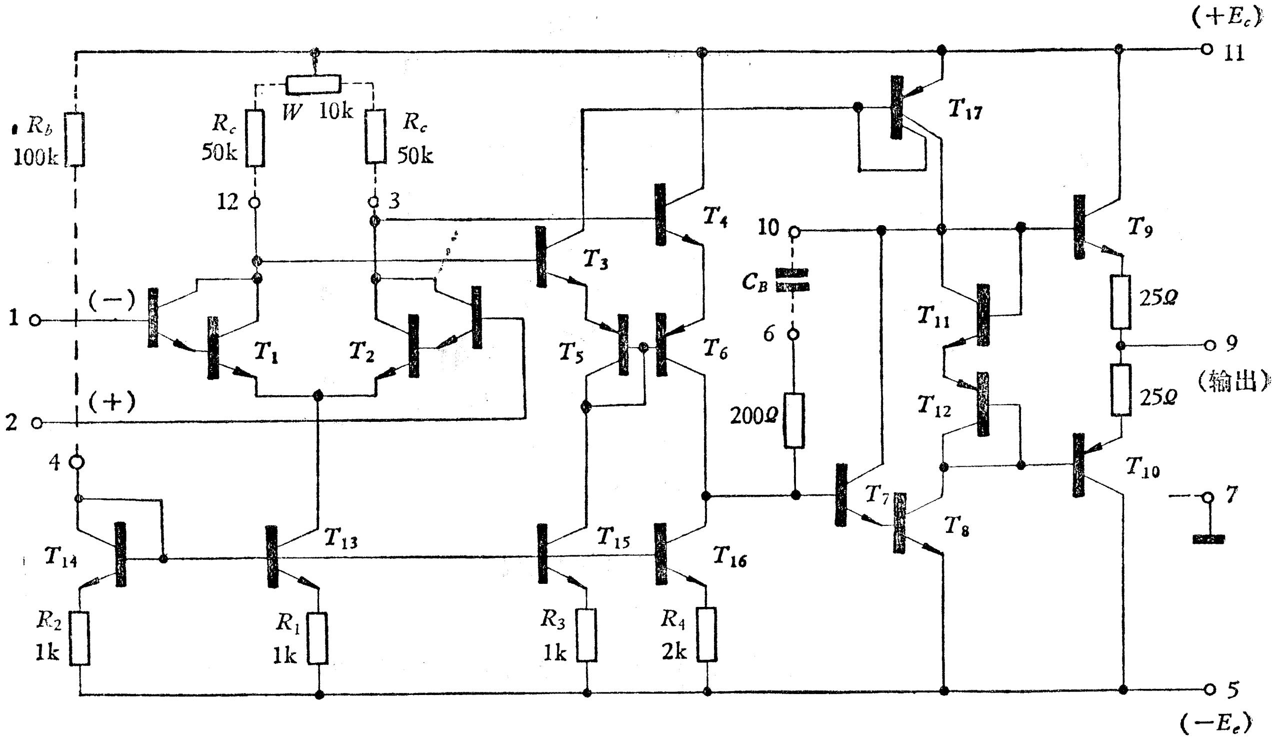


图 3-9 BG305 集成运算放大器电路

β 值(详见第一章图 1-8 的说明). 这一级除具有很高的增益以外，还提供了较大的电压输出幅度(约为 ±13 V).

BG305 的输出级采用 NPN-PNP 管 (T_9, T_{10}) 的互补推挽电路,工作在甲乙类,它的偏置电流(400 μA 左右)由接成二极管形式的 T_{11} 和 T_{12} 提供. 采用甲乙类工作状态虽然比乙类的静态功耗大些,但可以消除乙类推挽电路所固有的交越失真.

整个放大器的静态工作点均由偏置电路 (R_b, R_2, T_{14}) 所确定. 在计算各级的静态工作点时,假设 $E_c = E_e = 15$ V, 外接电阻 $R_c = 50$ kΩ, $R_b = 100$ kΩ, 调零电位器 W 短接,所有横向 PNP 管的 $\beta = 2$.

首先由偏置电路列出方程得

$$I_{e14} = \frac{E_c + E_e - U_{be14}}{R_b + R_2} \approx \frac{E_c + E_e}{R_b} = 300\ \mu\text{A}$$

由于 T_{13}—T_{16} 四只晶体管的基极具有相同的电位,如果近似认为它们的发射结正向电压相等,则

$$I_{e13}R_1 = I_{e14}R_2 = I_{e15}R_3 = I_{e16}R_4$$

已知 $R_1 = R_2 = R_3$, 所以

$$I_{e13} = I_{e15} = I_{e14} = 300\ \mu\text{A}$$

而且

$$I_{e16} = \frac{I_{e14}R_2}{R_4} = 150\ \mu\text{A}$$

由于 NPN 管的 β 值较大,忽略基极电流的影响,有

$$I_{c6} \approx I_{c16} \approx I_{e16} = 150\ \mu\text{A}$$

$$I_{b6} = \frac{I_{c6}}{\beta_6} = 75\ \mu\text{A}$$

$$I_{c4} \approx I_{e4} = I_{e6} = I_{c6} + I_{b6} = 225\ \mu A$$

由于横向 PNP 管 T_5 和 T_6 在静态下具有相同的发射结正向电压，所以它们的静态工作电流也应当相等

$$I_{c3} \approx I_{e3} = I_{e5} = I_{e6} = 225\ \mu A$$

因此

$$I_{c15} = I_{c5} + I_{b5} + I_{b6} = 300\ \mu A$$

这个计算结果同前面得到的恒流源管 T_{15} 的输出电流 ($I_{c15} = 300\mu A$) 是一致的.

由于假设多极结构的 T_{17} 的等效电流增益 $\beta_{17} = 2$，而且

$$I_{b17} = I_{c3} = 225\ \mu A$$

所以

$$I_{c8} \approx I_{c17} = \beta_{17} I_{b17} = 450\ \mu A$$

由输入级的集电极电位

$$U_{c1} = U_{c2} \approx E_c - \frac{I_{c13}}{2} R_c = 7.5\ V$$

可以推算出 BG305 的共模输入电压范围为 $+7$ V，-13 V.

根据各级的静态工作电流，可以进一步估算各级的电压增益.

第三级的电压增益

$$K_3 \approx \frac{R'_{c8}}{2r_{e8}}$$

式中，R'_{c8} 为 T_8 的集电极等效负载电阻，由于复合管 T_7–T_8 和恒流源管 T_{17} 的基极源内阻都很高，所以它们相当于共射组态的 c–e 极动态电阻

$$r_{ce} = \frac{r_c}{1+\beta}$$

根据制造厂提供的数据，在 $I_{c8} \approx I_{c17} = 450\ \mu A$ 的电流水平下，

$$r_{ce17} \approx 300\ k\Omega$$

$$r_{ce8} \approx 170\ k\Omega$$

如果输出端的外接负载电阻 $R_{fz} = 2\ k\Omega$，$\beta_9 = \beta_{10} = 50$，则这个负载电阻折合到 T_8 的集电极为

$$R'_{fz} \approx \beta_9 R_{fz} = 100\ k\Omega$$

所以

$$R'_{c8} = R'_{fz} // r_{ce17} // r_{ce8} \approx 52\ k\Omega$$

而 T_8 的发射结电阻

$$r_{e8} = \frac{26(\mathrm{mV})}{I_{e8}} = 58\ \Omega$$

代入得

$$K_3 \approx \frac{R'_{c8}}{2r_{e8}} = 450$$

考虑到第一级的输出电压跨接在 T_3—T_6 四只晶体管的 b–e 结上，而它们的发射极电流又相同，所以发射结电阻相等

$$r_{e3} = r_{e4} = r_{e5} = r_{e6} = \frac{26(\mathrm{mV})}{I_{e6}} = 116\ \Omega$$

因此第二级的增益可表为

$$K_2 \approx \frac{\alpha_6 R'_{c6}}{4 r_{e6}}$$

式中，R'_{c6} 为共基放大管 T_6 的集电极等效负载电阻．考虑到 T_6 和 T_{16} 的基极源内阻都不高，因此它们的 $c-e$ 极动态电阻接近于共基组态的集电结泄漏电阻 r_c，和第三级的输入电阻 r_{sr3} 相比可以忽略不计．即

$$R'_{c6} \approx r_{sr3} // r_{c6} // r_{c16} \approx r_{sr3}$$

设 T_7，T_8 的电流增益分别为 $\beta_7 = 15$，$\beta_8 = 50$，则

$$r_{sr3} \approx \beta_7 (r_{e7} + \beta_8 r_{e8})$$

由于

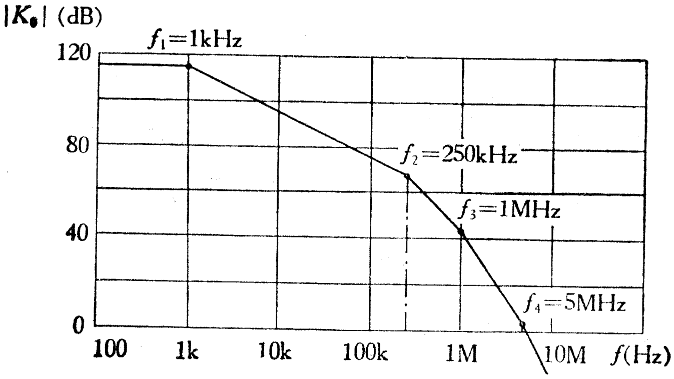
$$r_{e7} = \frac{26(\mathrm{mV})}{I_{e7}} = \frac{26(\mathrm{mV})}{\dfrac{I_{e8}}{\beta_8 + 1}} \approx \beta_8 r_{e8}$$

所以

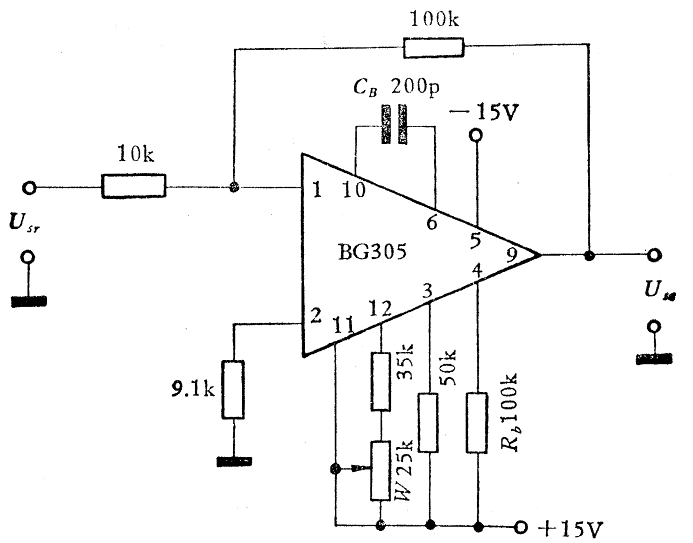
$$r_{sr3} \approx 2\beta_7 \beta_8 r_{e8} = 87\ \mathrm{k\Omega}$$

此外，由于 $\beta_6 = 2$，$\alpha_6 = \beta_6/(1+\beta_6) \approx 0.67$，代入得

$$K_2 \approx \frac{\alpha_6 R'_{c6}}{4 r_{e6}} = 125$$



(a)



(b)

图 3-10 BG305 的开环频率特性和外部连线

(a) BG305 的开环频率特性；(b) BG305 的外部连线。

第一级为双端输出的复合管差动放大器，它的集电极等效负载电阻

$$R'_{c1} = R_c // \frac{r_{sr2}}{2}$$

设 $\beta_4 = 50$，第二级的输入电阻

$$r_{sr2} \approx 4\beta_4 r_{e4} = 23.2\ \mathrm{k}\Omega$$

由于 $I_{e1} = \dfrac{I_{e13}}{2} = 150\ \mu\mathrm{A}$，$T_1$的发射结电阻

$$r_{e1} = \frac{26(\mathrm{mV})}{I_{e1}} = 173\ \Omega$$

因此第一级的电压增益

$$K_1 \approx \frac{R'_{c1}}{2r_{e1}} \approx 27$$

BG305 三个增益级所达到的总增益为

$$K = K_1K_2K_3 \approx 1.5 \times 10^6$$

假设复合管（T_1，T_2）的电流增益为 $\beta_1 = \beta_2 = 1500$，则 BG305 的差模输入电阻

$$r_{sr} \approx 4\beta_1 r_{e1} \approx 1.2\ \mathrm{M}\Omega$$

BG305 的开环频率特性如图 3-10(a) 所示，在零分贝以上它包含四个极点，最低的一个极点频率为 1 KHz 左右．图 3-10(b) 是 BG305 的外部连线情况，其中 C_B 为相位补偿电容，W 为调零电位器．

二、5G24*

5G24 和 BG305 同属于高增益、高输入阻抗的第二代集成运算放大器． 但它只用两个增益级，所以相位补偿方便，而且比 BG305 具有更宽的共模输入电压范围，输出级又设置了过载保护．5G24 的电路相当于美国 1968 年制成的 μA 741 产品，在国外也是当前应用最广泛的电路之一．

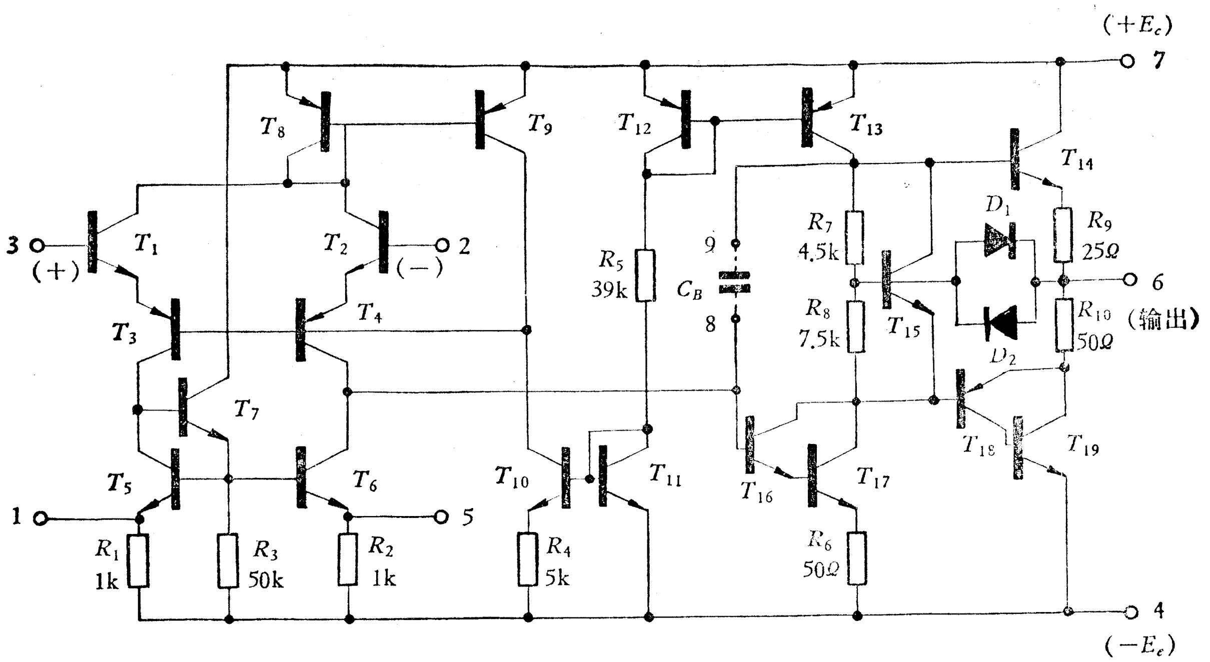


图 3-11 5G24 集成运算放大器电路

---

* 与5G24 电路类同的还有国产的 BG308 等电路产品．

5G24 的电路如图 3-11 所示．整个电路由互补差动输入级、电压增益级、互补推挽输出级和电流源偏置电路等四部分组成．

输入级由 T_1—T_8 八只晶体管组成，这是一种采用有源负载的共集-共基放大电路，它的简化电路如图 2-20 所示．已如前述，这种输入级电路的优点主要是：

（1）在输入级同时完成了电平移动和双端-单端转换的功能，而且可以把全部差动电流增益在 T_4 的集电极以单端的形式输出；

（2）采用 NPN 管（T_1，T_2）和 PNP 管（T_3，T_4）的共集-共基结构，弥补了横向 PNP 管高频特性差的弱点，改善了整个放大器的频响；

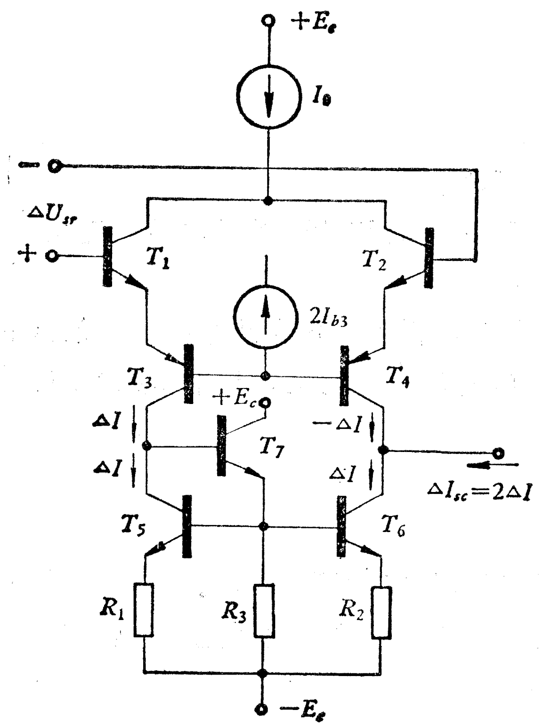


图 3-12　5G24 的输入级

（3）由于输入端跨接着 T_1—T_4 四只晶体管的发射结，所以提高了放大器的差模输入电阻和差模输入电压范围；

（4）采用有源负载具有增益高、输出阻抗高等特点，所以 5G24 仅仅依靠外接一只 30 pF 左右的电容便可以达到相位补偿的要求．

和图 2-20 所示的简化电路不同，5G24 的输入级电路中，在 T_5 的集-基极之间插入了由 T_7，R_3 组成的射极跟随器作为隔离，目的是使 T_5 和 T_6 的集电极电流增量更加接近，以便进一步提高输入级的跨导．此外，T_7 还改善了 T_3 和 T_4 集电极负载的均衡性．

5G24 的中间级由复合管 T_{16}-T_{17} 及其集电极恒流源负载（横向 PNP 管 T_{13}）组成，它连同输入级可以获得十万倍以上的电压增益．

输出级是由 T_{14} 和 T_{18}-T_{19} 组成的 NPN-PNP 互补推挽电路．利用甲乙类工作状态消除了乙类推挽电路所固有的交越失真．这一级的偏置电流（约 100 μA）由 T_{15} 和 R_7，R_8 组成的"U_{be} 放大器"来提供，它的工作原理详见第二章图 2-31(c) 的说明．由于 $R_7 = 4.5\text{k}\Omega$，$R_8 = 7.5\text{k}\Omega$，利用公式(2-63)得

$$U_{ce15} \approx \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) U_{be15} = 1.6 U_{be15}$$

此外，R_9，D_1 和 R_{10}，D_2 还为输出管分别提供了正向和负向的过电流保护．

5G24 的偏置电路由电阻 R_5 和晶体管 T_9—T_{12} 组成，如图 3-13(a) 所示．可见

$$I_{c11} \approx I_{R_5} = \frac{E_c + E_e - U_{eb12} - U_{be11}}{R_5} \approx \frac{2E_c}{R_5} \tag{1}$$

T_{11} 和 T_{10} 组成小电流恒流源，根据公式(2-72)

$$R_4 I_{c10} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c11}}{I_{c10}} \tag{2}$$

$$2I_{b3} = I_{c10} - I_{c9} \tag{3}$$

$$I_{c1} \approx I_{e1} = I_{e3} = (\beta_3 + 1) I_{b3} \tag{4}$$

由于 T_8 和 T_9 匹配，且 $U_{be8} = U_{be9}$，所以

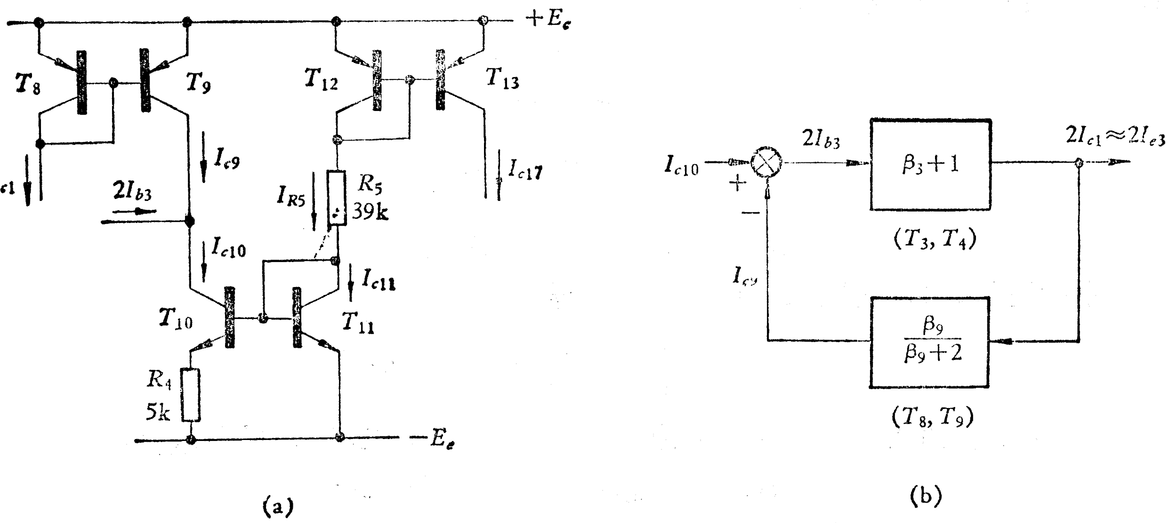


图 3-13 5G24 偏置电路的特点

(a) 偏置电路；(b) 输入级偏置电流的自动平衡.

$$I_{e8} = I_{e9}$$

可见，输入级的静态电流

$$2I_{c1} = I_{e8} + \frac{I_{e9}}{\beta_9 + 1} = I_{c9}\frac{\beta_9 + 2}{\beta_9} \tag{5}$$

根据式(3)—(5)可以得出如图 3-13(b) 所示的方块图，它说明这种偏置电路的结构具有负反馈自动平衡的功能. 例如当环境温度等因素引起输入级的静态电流 $2I_{c1}$ 增加时，后者通过相互匹配的晶体管 T_8 和 T_9，引起 I_{c9} 增加，如果恒流源的电流 I_{c10} 是稳定的话，电流 $2I_{b3}$ 将减小，从而使 $2I_{c1}$ 基本上恢复到原来的数值附近.

此外，由于晶体管 T_{13} 和 T_{12} 相互匹配，这个偏置电路还同时规定了中间级和输出级的静态电流. 由于 $I_{e13} = I_{e12}$，所以

$$I_{c17} \approx I_{c13} = \alpha_{12} I_{e12} = \frac{\beta_{12}}{\beta_{12} + 2} I_{R_5} \tag{6}$$

假设 $E_c = E_e = 15$ V，所有晶体管的发射结正向电压 $|U_{be}| \approx 0.6$ V，所有横向PNP晶体管的 $\beta = 2$，则根据式(1)—(6)不难确定各级的静态工作点.

由式(1)得

$$I_{c11} \approx I_{R_5} = \frac{15 + 15 - 2 \times 0.6}{39} = 0.74 \text{ mA}$$

代入式(6)得

$$I_{c17} \approx I_{c13} = \frac{2}{2+2} \times 0.74 = 0.37\text{mA}$$

求解方程(2)时，可以利用图 2-42 的曲线，由于 $\Delta U = I_{c11}R_4 = 3.7$ V，查得 $\frac{I_{c11}}{I_{c10}} = 39$，所以

$$I_{c10} = \frac{I_{c11}}{39} = 19\ \mu\text{A}$$

借助图 3-13(b) 所示的方块图可以将式(3)—(5)合併为

$$2I_{c1} = \frac{I_{c10}(\beta_3 + 1)}{1 + \frac{\beta_9(\beta_3 + 1)}{\beta_9 + 2}} = 1.2 I_{c10} = 22.8\ \mu\text{A}$$

由此求出其他各级的静态电流:

$$I_{e3} = I_{e4} \approx I_{c1} = I_{c2} = 11.4\ \mu\text{A}$$

$$I_{c3} = I_{c4} = \alpha_3 I_{e3} = 7.6\ \mu\text{A}$$

$$I_{b3} = I_{b4} = \frac{I_{c3}}{\beta_3} = 3.8\ \mu\text{A}$$

$$I_{c9} = I_{c10} - 2I_{b3} = 11.4\ \mu\text{A}$$

利用公式(2-62)可以求出输入级的跨导

$$g_1 = \frac{\Delta I_{sc1}}{\Delta U_{sr}} \approx \frac{\alpha_3 q I_0}{4kT} = 146\ \mu\text{A/V}$$

如果近似认为第一级的输出电流 ΔI_{sc1} 全部进入第二级 T_{16} 的基极,则

$$\Delta I_{c17} \approx \beta_{16}\beta_{17}\Delta I_{sc1} = g_1\beta_{16}\beta_{17}\Delta U_{sr}$$

如果输出级的外接负载电阻 $R_{fz} \gg (R_9 + r_{e14})$,则 T_{17} 的集电极等效负载电阻近似为

$$R'_{c17} \approx r_{ce13} /\!/ r_{ce17} /\!/ \beta_{14}R_{fz}$$

由此得 5G24 的总电压增益

$$K = \frac{\Delta U_{sc}}{\Delta U_{sr}} = \frac{\Delta I_{c17}R'_{c17}}{\Delta U_{sr}} \approx g_1\beta_{16}\beta_{17}R'_{c17}$$

根据制造厂提供的数据, $\beta_{16}\beta_{17} = 1.5 \times 10^4$, $\beta_{14} = 150$, 在 $I_{c17} = I_{c13} = 0.37\ \text{mA}$ 的条件下, $r_{ce13} \approx 350\ \text{k}\Omega$, $r_{ce17} \approx 250\ \text{k}\Omega$, $R_{fz} = 2\ \text{k}\Omega$, 代入得

$$R'_{c17} \approx \frac{1}{\dfrac{1}{r_{ce13}} + \dfrac{1}{r_{ce17}} + \dfrac{1}{\beta_{14}R_{fz}}} \approx 0.1\ \text{M}\Omega$$

所以

$$K \approx 146 \times 1.5 \times 10^4 \times 0.1 \approx 2.2 \times 10^5$$

5G24 的输入电阻,在 $\beta_1 = \beta_2 = 100$ 的条件下,可以求出

$$r_{sr} \approx 4\beta_1 r_{e1} = 4\beta_1 \frac{26(\text{mV})}{I_{e1}} \approx 0.9\ \text{M}\Omega$$

5G24 的输出电阻

$$r_{sc} \approx \frac{r_{ce17} /\!/ r_{ce13}}{\beta_{14}} \approx 1\ \text{k}\Omega$$

图 3-14 是 5G24 的外部接线情况. 电位器 W 用作调零, 电容 C_B 用作相位补偿. 选

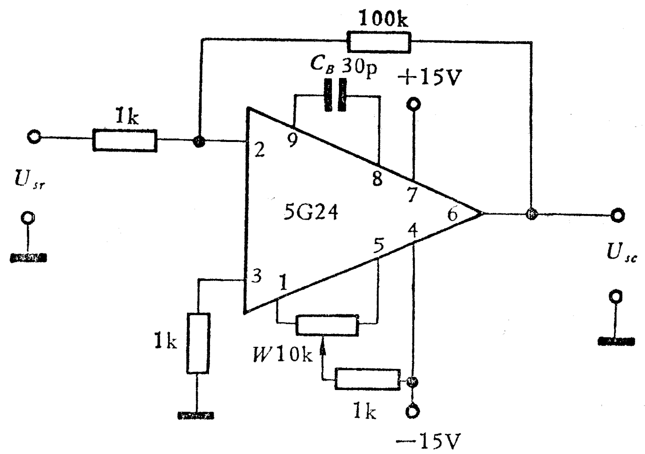


图 3-14 5G24的典型接线

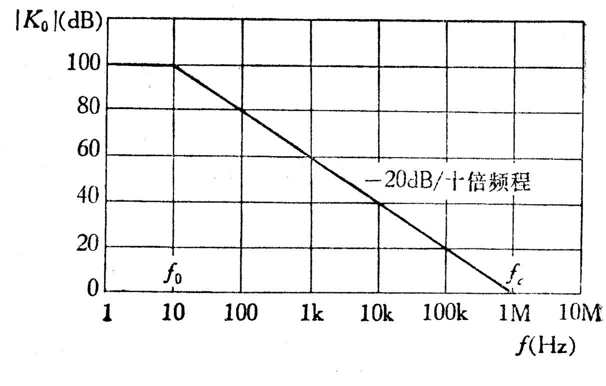


图 3-15 经过 $C_B = 30\ \text{pF}$ 补偿后5G24的开环频率特性

取 $C_B = 30$ pF 时，5G24 的开环频率特性具有如图 3-15 所示的单极点结构． 在开环增益近似为 100 dB 的情况下，它的截止频率（即－3 dB 频率）$f_0 \approx 10$ Hz，而单位增益频率（即 0 dB 频率）$f_c \approx 1$ MHz． 很显然，在外部反馈网络为电阻性网络，因而不会产生附加相移的情况下，这种单极点频率特性在任何负反馈条件下都将是稳定的．

BG305 和 5G24 的主要参数可参阅表 3-1．对比一下第二代电路和第一代电路的主要参数，不难看出第二代电路在某些性能上有了显著的改进，主要表现在：

（1）由于普遍采用有源负载，使开环增益提高到 10^5 以上，因此可以保证较高精度的反相运算．同时有源负载还改善了电源电压的利用率，既减小了功耗，又扩展了输入共模电压范围．

（2）由于输入级一般采用 NPN-PNP 管互补结构或复合管结构，因此具有较高的差模输入电阻，同时也扩展了差模输入电压范围．

（3）由于采用有源负载，显著提高了每一级的有效增益，因此级数可以减少（如 5G24 只用两个增益级），增益级的输出阻抗又比较高，从而使相位补偿措施大为简化．

但是从实际应用的角度来考察，第二代集成运算放大器仍然存在不少缺点：

（1）第二代电路没有采取有力的措施来改善共模抑制比，因此这个指标基本上仍旧停留在第一代的水平（CMRR ＝ 90 dB 左右）．在第二代电路中 CMRR 和开环增益两个指标一低一高，显得很不相称．所以第二代电路虽可以保证较高的反相运算精度，但由于 CMRR 的限制同相运算的精度还是比较低的．

（2）对于输入失调电压及其温度漂移这两个重要指标，第二代电路也没有采取比第一代电路更有效的措施，相反，在相同的工艺条件下，互补结构和复合管结构的差动输入级反而会比常规的共射极差动放大器产生更大的输入失调电压．这说明第二代电路对于某些应用场合所提出的低漂移要求还有相当的距离．

（3）由于输入级的电路结构复杂，因此象 BG305，5G24 等第二代电路的等效输入噪声电压比采用共射极差动输入级的第一代电路高出一倍以上，这就限制了放大器在弱信号电平下的应用．

针对以上缺点，发展了使用超 β 管作为输入差动对管的第三代电路． 第三代电路在着重改善共模抑制比和输入失调电压的同时，也改善了开环增益、输入失调电流和等效输入噪声电压等方面的指标，从而使集成运算放大器在反相和同相运算时都达到了相当高的精度．

第三节　集成运算放大器的第三代电路

1969 年前后研制成功的超 β 晶体管（$\beta = 2000—10000$）是模拟集成电路工艺上的一项重大突破，采用超 β 晶体管作为差动输入级的集成运算放大器是第三代电路的重要标志．可供选用的国产第三代集成运算放大器有 XFC-78（甘肃省秦安县国营永红器材厂生产）等．

以美国 1972 年生产的 AD508L[1] 通用型集成运算放大器为例，它的直流参数已经全面超过了分立元件的斩波器稳零运算放大器：

$$\text{开环增益}\ K = 140\ \text{dB}$$

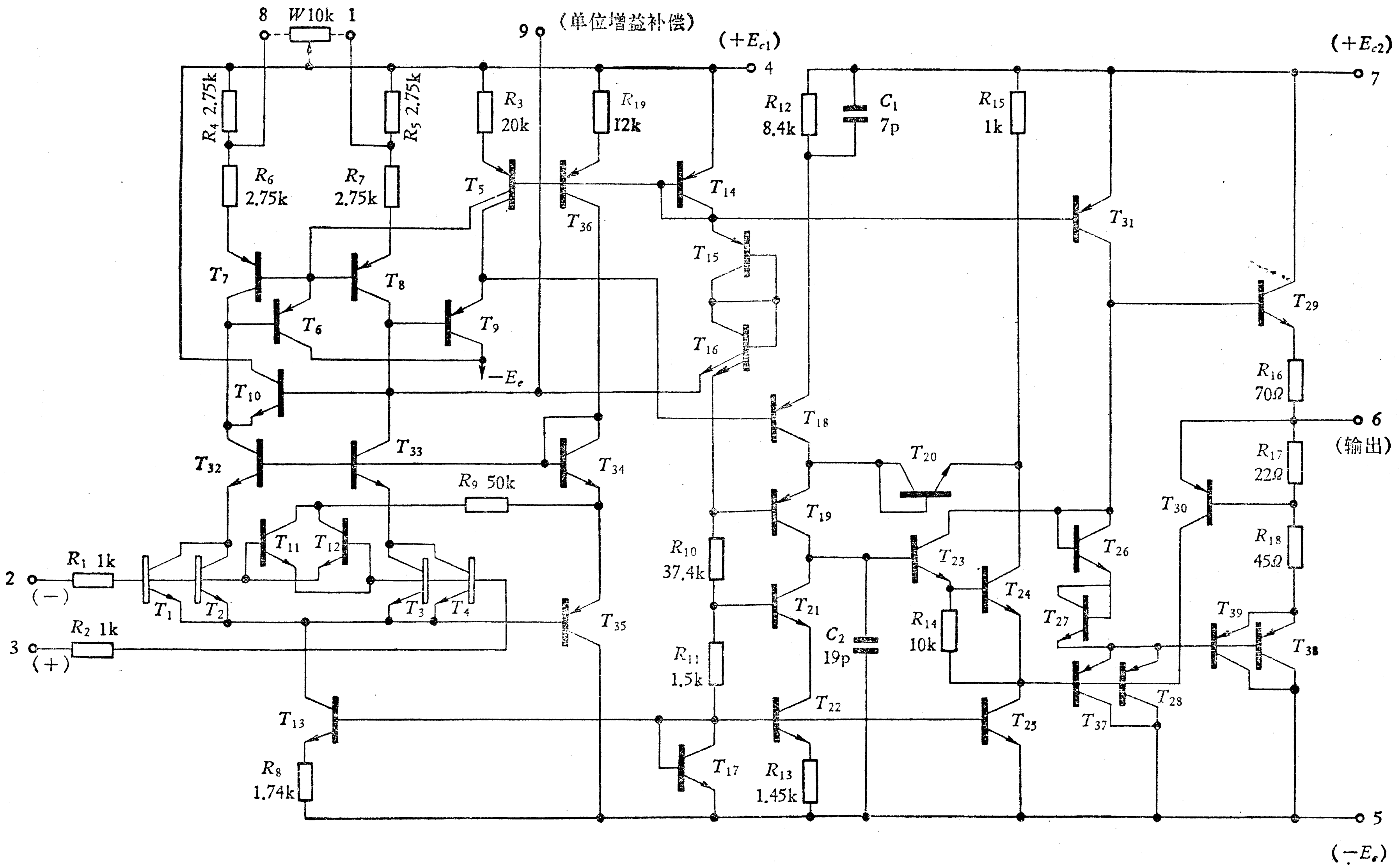


图 3-16 AD508L 集成运算放大器电路

共模抑制比 CMRR = 110 dB

调入失调电压的温度漂移 $\frac{dU_{os}}{dT} = 0.3—0.6\ \mu V/℃$

输入失调电流的温度漂移 $\frac{dI_{os}}{dT} = 3\ pA/℃$

长时间稳定性：5—10 μV/月

AD508L 所以能达到这样优良的直流特性，除了采用超 β 晶体管作为差动输入对管以外，重要的原因是在电路结构和版图布置上进行了精心的设计．图 3-16 是它的电路．

为了首先大致了解一下它的电路结构，在图 3-17 中画出了 AD508L 的简化原理图．图 3-17 表明，AD508L 具有两个电压增益级． 在互补推挽输出级与第二增益级之间插入了两级射极跟随器作为隔离，以保证前两级获得尽可能高的增益．

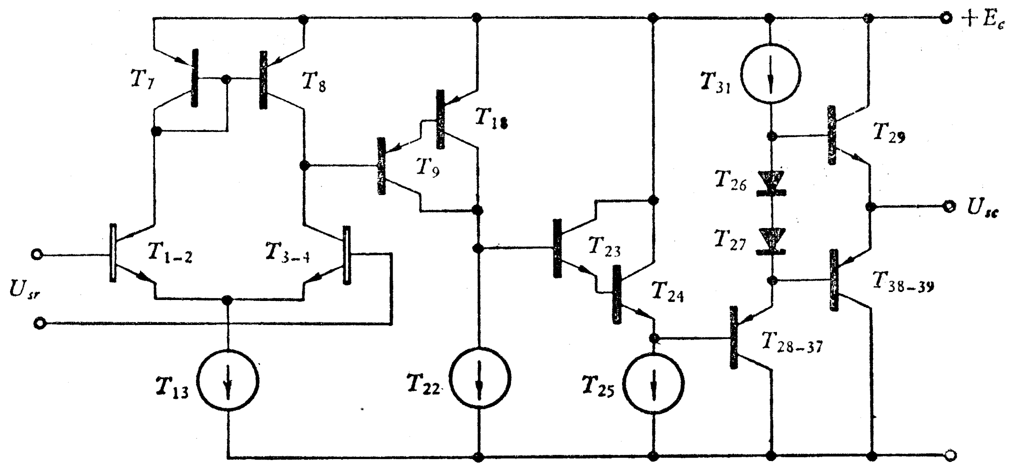


图 3-17 AD508L 的简化原理图

输入级是由超 β 管 T_1—T_4 组成的共射极差动放大器，横向 PNP 管 T_7 和 T_8 为其集电极有源负载，同时由 T_7 和 T_8 完成了双端-单端转换．

第二增益级是 PNP 复合管 T_9，T_{18} 组成的共射极放大电路，也采用集电极有源负载．

在图 3-16 所示的完整电路中还包含了一系列有关偏置、缓冲和输出过载保护的辅助电路．值得特别注意的是输入级的电路结构．

AD508L 的输入级采用串接的共射（T_1—T_4）-共基（T_{32}，T_{33}）电路结构来保证超 β 管始终工作在 c-b 结零偏的状态下．如图 3-18 所示．

$$U_{ce1-4} = U_{be34} + U_{eb35} - U_{be33} \approx U_{be}$$

$$U_{ce1-4} = U_{cb1-4} + U_{be1-4} \approx U_{cb1-4} + U_{be}$$

所以

$$U_{cb1-4} \approx 0 \tag{1}$$

此外，当施加较大的差动输入时，b-e 极跨接在两个超 β 管基极之间的晶体管 T_{11} 和 T_{12} 对 T_{32} 和 T_{33} 的基极产生自举作用，来确保条件(1)的实现． 具体来说，在平衡状态下 T_{11} 和 T_{12} 都不导通，当共射差动对管的基极承受一个左正、右负的差动输入电压时，T_{1-2} 的集电极电位 U_{c1-2} 下降，而 U_{c3-4} 上升，因此 U_{cb1-2} 减小，U_{cb3-4} 增加．但这时 T_{11} 微弱导通，它的集电极电流通过 T_{34} 集电极的恒流源负载使 T_{32}，T_{33} 的基极电位下降，从而使 U_{cb3-4}

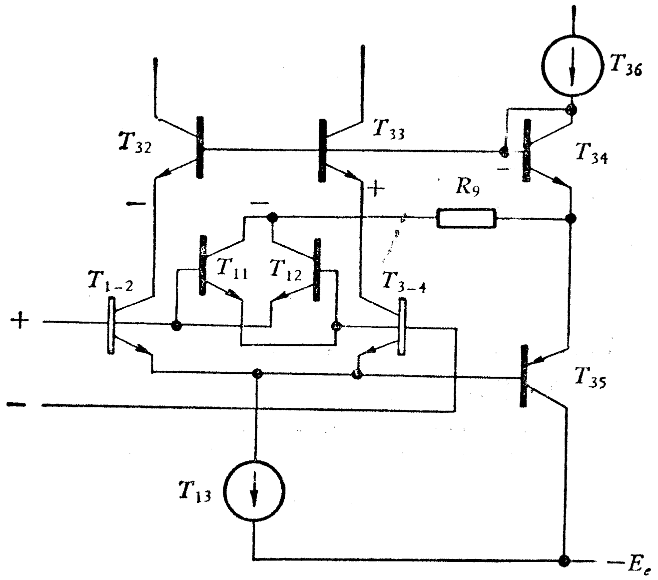


图 3-18 为保证超 β 管 c-b 结零偏的电路结构

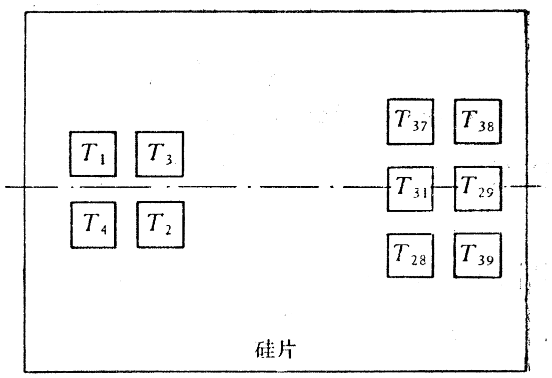


图 3-19 采用"热源对称布置"概念的版图设计

的变化幅度减小.

在 $U_{cb1-4}\approx 0$ 的工作条件下,不仅保证了反向击穿电压极低的超 β 晶体管的安全,消除了 c-b 结反向漏电流对输入失调电流漂移的不利影响，而且消除了基区宽度调制效应对输入失调电压及共模抑制比的不利影响，从而使放大器的直流参数达到了相当优良的水平.

在版图设计中，AD508L 采用了"热源对称布置"的新概念. 即把输出级所有功耗变化较大的元件以硅片的中心线为基准对称布置. 如图 3-19 所示，把正向电压输出管 T_{29} 及驱动级的恒流管 T_{31} 安置在硅片的中心线上，把负向电压输出管 T_{38}, T_{39} 和驱动级的放大管 T_{37}, T_{28} 分别对称地安置在中心线的两侧. 目的是保证硅片上的热源分布均匀而不受输出电压极性改变的影响.

输入级的四只差动对管（T_1—T_4）也是按对称原则布置的，并把 T_1 与 T_2, T_3 与 T_4 分别并联作为差动输入级的两臂. 可见,当驱动级及输出级的功耗变化时,它们对输入级两臂的温度影响总是对称的. 这种版图设计不仅基本上消除了硅片上的热反馈效应，提高了放大器的开环有效增益和失调漂移等指标，而且还可以有效地补偿由于材料及工艺方面的不均匀性所造成的差动对管的失配,从而有利于提高差动输入级的平衡性能.

除此以外，AD508L 放大器还采用了所谓低漂移的调零方法. 也就是说，将与外接调零电位器 W 有关的扩散电阻 R_4—R_7 换成硅-铬薄膜电阻，由于硅-铬薄膜电阻的温度系数(约为$-0.01\%/℃$)比扩散电阻(温度系数约为$+0.2\%$)可以降低一个数量级以上,而且和外接调零电位器的温度系数(金属膜电位器约为$\pm 0.005\%/℃$)更加接近. 采取这种措施可以使调零电路引入的附加失调漂移降低到 0.1 μV/℃ 以下.

综上所述,参数补偿式集成运算放大器发展到第三代电路,虽然已经具备了相当优良的直流参数,但在使用中仍有两个问题没有彻底解决:

(1) 为了使输入失调电压的温度漂移最小，在使用中必须对每一个集成运算放大器外接调零电位器，以便在每次开机后将输入失调电压调整到零. 由于调零电位器与集成电阻之间的温度系数不同,因此在某一温度下调好零点以后,在另一个温度下又将产生新

的失调电压．何况在使用多个集成运算放大器的整机中，光是每个集成运算放大器都需要分别调零这件事本身就是很不方便的．

（2）即使在第三代产品中也还存在毫微安级的输入偏置电流和失调电流，因此对于象模拟计算机和模-数（A-D）、数-模（D-A）转换等高精度的运算场合仍然不能完全满足技术上的要求．

这种矛盾推动了斩波器稳零集成运算放大器的研制，从而在1973年出现了这种集成运算放大器的第四代电路．

第四节　第四代——斩波器稳零集成运算放大器

一、分立元件的斩波稳零放大器

众所周知，采用斩波器进行调制和解调的调制型直流放大器［如图3-20(a)所示］可以达到很小的零点漂移，这是因为它的主体是一个阻容耦合的交流放大器．但是由于受到调制频率的限制，这种调制型放大器的高频特性有限．对此进行补救的办法是另外开辟一条高频通道，即采用如图3-20(b)所示的双通道方案．

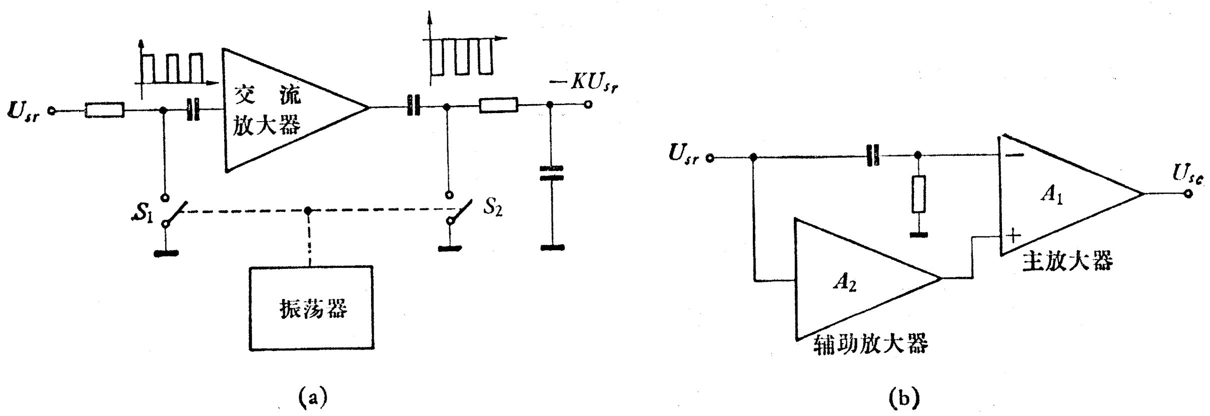


图 3-20　斩波器稳零放大器

(a) 调制型直流放大器；(b) 斩波器稳零放大器．

在双通道方案中，主放大器 A_1 是普通的直接耦合放大器，主要用来放大输入信号中的高频分量；输入信号中的低频分量则先通过零漂极低的辅助放大器 A_2 放大以后再送到主放大器的同相输入端和高频分量叠加．从漂移的角度来看，主放大器的输入失调电压及其漂移折合到整个双通道放大器的输入端时将减小 K_2 倍，所以这种方案称为斩波器稳零放大器．

设计精良的斩波稳零放大器，输入失调电压可以小于0.1 mV，其温度漂移可以小于0.1 μV/℃，所以通常不再需要调零电位器，这无疑是非常方便的．

但是对于集成运算放大器来说，上述为分立元件电路所普遍采用的斩波稳零方案有两个明显的弱点：

（1）由于辅助放大器的主体是电容耦合的交流放大器，它包含了许多用以进行级间耦合、旁路和滤波的电容器，而这些电容器是目前的集成工艺所不可能制作的．

（2）由于主放大器 A_1 的同相输入端已为辅助放大器 A_2 所占用，所以这种传统的斩波稳零放大器只具有单端输入能力，这对于通用型的运算放大器来说是一个严重的缺陷．

二、动态校零放大器

采用"动态校零"的新概念可以有效地克服直接耦合放大器的失调漂移，因而利用它去取代传统方案中的调制型放大器，便完全适应了集成工艺的要求。

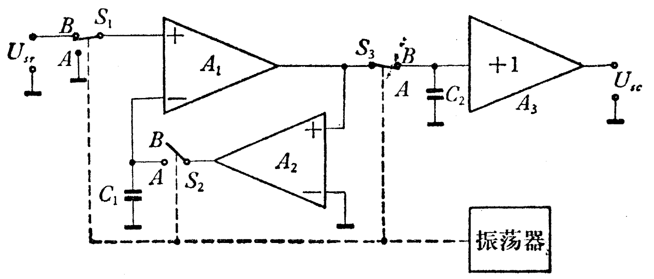


图 3-21 动态校零放大器

动态校零放大器的原理可以用图3-21所示的框图来说明. 图中，开关 S_2，电容器 C_1，以及 S_3，C_2，A_3 分别构成两个采样-保持电路. 第一个采样-保持电路用来对放大器 A_1 进行动态校零，第二个采样-保持电路则用来维持输出电压的连续性.

动态校零方案把放大器的工作过程在一个周期中分成两个节拍:

1. 节拍一（零点的检测和记存）

开关 S_1—S_3 均停留在 A 端的位置上，相应的电路状态如图 3-22(a) 所示. 图中 U_{os1} 和 U_{os2} 分别为放大器 A_1 和 A_2 的输入失调电压，则这时

$$\begin{cases} U_{sc1} = (U_{os1} - U_{C_1})K_1 \\ U_{C_1} = (U_{os2} + U_{sc1})K_2 \end{cases}$$

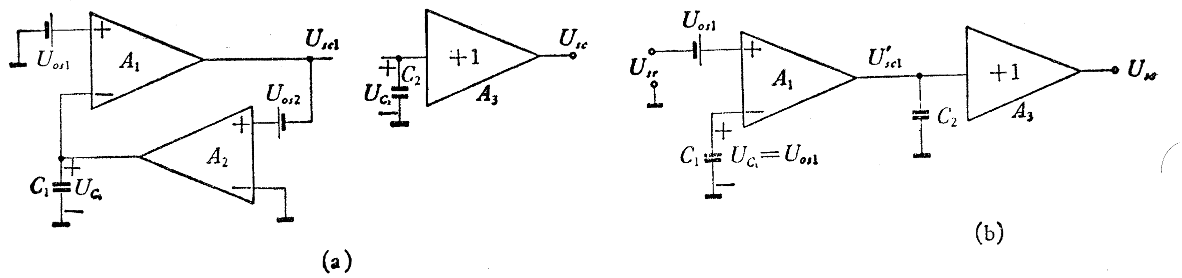


图 3-22 动态校零方案的工作过程

(a) 节拍一； (b) 节拍二.

在上列方程组中，消去 U_{sc1}，得

$$U_{C_1} = \frac{K_1K_2}{1+K_1K_2}U_{os1} + \frac{K_2}{1+K_1K_2}U_{os2} \tag{1}$$

如果 $K_1 \gg 1$，因而满足 $K_1K_2 \gg 1$，则

$$U_{C_1} \approx U_{os1} + \frac{U_{os2}}{K_1} \approx U_{os1} \tag{2}$$

可见，在零点检测的节拍中 C_1 上记存的电压近似等于 U_{os1}，以便在下一个节拍中对 A_1 的失调电压进行校零. 式(2)的物理含意也是十分明显的，因为如果把 A_2 的失调电压折合到 A_1 的输入端来计算，则 A_1 输入端的总失调电压即为 $U_{os1} + \frac{U_{os2}}{K_1}$，这也就是 C_1 上记存的电压 U_{C_1}.

在这个节拍中，单位增益放大器 A_3 的输入端和 A_1 之间的连接通路被切断，所以

$$U_{sc} = U_{C_2} \tag{3}$$

而 C_2 上记存的电压 U_{C_2} 正是前一节拍中放大器 A_1 的输出电压。

2. 节拍二(校零和放大)

在第二个节拍里，S_1—S_3 均停留在 B 端的位置上，相应的电路状态如图 3-22(b) 所示. 这时 A_1 的同相端与输入信号 U_{sr} 接通，A_1 与 A_3 也同时接通，所以在这个节拍中 A_1 将完成直流放大功能. 由于 A_1 的反相输入端还保存着上一节拍的失调电压 $U_{C_1} \approx U_{os1}$，所以这时

$$U'_{sc1} = K_1(U_{sr} + U_{os1}) - K_1U_{C_1} \approx K_1U_{sr} \tag{4}$$

可见，只要在一个节拍的时间间隔里，A_1 的输入失调电压 U_{os1} 还没有明显的变化，上述校零方案就能够对 A_1 实行有效的校零，使 A_1 的输出电压基本上不受放大器失调电压的影响.

由图 3-22(b) 可知，在这个节拍中电容 C_2 上记存的电压，也即输出电压，都等于 U'_{sc1}:

$$U_{sc} = U_{C_2} = U'_{sc1} = K_1U_{sr} \tag{5}$$

所以在接踵而来的下一个节拍中，U_{C_2} 不变，放大器 A_3 继续以 K_1U_{sr} 的幅值向外输出，保证了输出电压在两个节拍之间的连续性.

由此可见，动态校零方案是在时间上将放大器的工作过程分割成两个节拍. 第一个节拍用来检测和记存放大器 A_1 的失调电压；第二个节拍用来放大输入信号，同时对 A_1 的失调电压进行校零.

采用动态校零放大器来取代调制型放大器的优点是明显的:

(1) 动态校零方案可以采用直接耦合放大器来实现低漂移特性，它在原理上只需外接少数几只对地的电容器，因此完全适应集成工艺的要求；

(2) 由于取消了放大器的级间耦合电容，因此在过载状态下具有快速恢复能力，这就克服了调制型放大器的另一个严重缺点. 同理，采样-保持滤波器的频率特性在二分之一斩波频率以前始终是平直的，因而可以缩短建起时间.

和调制型直流放大器一样，动态校零放大器的高频响应同样受到斩波器工作频率的限制，因此采用类似于图 3-20(b) 的双通道稳零方案来展宽频带的想法仍然是有效的. 而这也正是当前第四代电路——斩波器稳零集成运算放大器所普遍采用的结构形式.

三、HA2900 斩波器稳零集成运算放大器

1973 年美国研制成功了单片集成斩波稳零放大器 HA 2900[2]，它在原理、工艺和指标上都有了新的突破. 在原理上它突破了传统的斩波稳零放大器只具有单端输入功能的局限性，实现了差动输入功能. 在工艺上，它在一块硅片上同时制作了 MOS 场效应管和普通晶体管，并且在 $93 \times 123\ \text{mil}^2$ 的硅片面积上总共容纳了 252 个有源元件，从而跨入了模拟电路的大规模集成体制. 它的主要电性能指标已经接近理想的直流放大器，例如[3]:

25℃ 时的输入失调电压	20 μV
−55—+125℃ 的失调电压漂移	0.3 μV/℃
25℃ 时的输入失调电流	0.05 nA
−55—+125℃ 的失调电流漂移	1.0 pA/℃

开环增益	5×10^{8}
共模抑制比	160 dB
单位增益带宽	3 MHz
单位增益上升速率	2.5 V/μs

图 3-23 是 HA2900 的原理框图.

图中，A_1 为主放大器，A_2 为辅助放大器. A_3，S_3，C_1 和 A_4，S_4，C_2 分别组成两个采样-保持电路，前者用来对辅助放大器 A_2 进行动态校零，后者用来保持 A_1 输出电压的连续性.

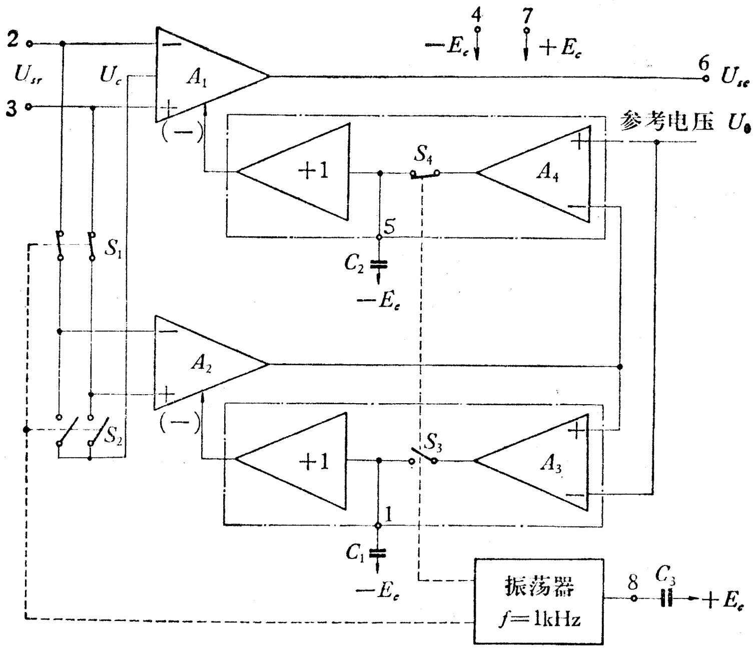


图 3-23 HA2900 的原理框图

从原理框图可以看出，HA2900 整体上仍采用双通道斩波器稳零放大器的结构形式，不同的是：

（1）具有差动输入功能；

（2）辅助放大器 A_2 采用了适应集成工艺生产的动态校零方案.

因此，辅助放大器 A_2 用来对输入信号中的直流及低频分量进行放大，A_2 的输出与输入信号中的高频分量在主放大器 A_1 的输入级会合，再经 A_1 放大后输出. 可见，整个放大器的频带主要由主放大器 A_1 的频率特性所确定，而 A_1 的失调电压折合到整个放大器的输入端时将减小 K_2 倍，以此来获得低漂移特性.

整个放大器的工作过程也可以从时间上分成两个节拍来加以说明：

1. 误差的检测和记存节拍

在这个节拍中，对应的开关 S_1，S_4 断开，S_2，S_3 接通. 这时辅助放大器 A_2 与输入端的差动电压 U_{sr} 断开，它的两个输入端互相短接后与输入共模电压 U_c 接通，目的是提高整个放大器的共模抑制比.

为了分析的简便，不妨设内部参考电压 $U_0=0$，电容 C_1 和 C_2 均接地. 放大器 A_1 和 A_2 的共模抑制比分别记作 $CMRR_1$ 和 $CMRR_2$，而从它们和采样-保持电路相连的第三输

入端视入的开环增益分别记作 K_1' 和 K_2'，则在这个节拍中有

$$\begin{cases} U_{sc2} = U_{os2}K_2 + U_c \dfrac{K_2}{\text{CMRR}_2} - U_{C_1}K_2' \\ U_{C_1} = (U_{os3} + U_{sc2})K_3 \end{cases}$$

消去 U_{sc2}，整理后得

$$U_{C_1} = \frac{K_2K_3}{1 + K_2'K_3} U_{os2} + \frac{K_3}{1 + K_2'K_3} U_{os3} + \frac{K_2K_3}{(1 + K_2'K_3)\text{CMRR}_2} U_c \tag{1}$$

如果 $K_2' \gg 1$，因而满足 $K_2'K_3 \gg 1$，则

$$\begin{aligned} U_{C_1} &\approx \frac{K_2}{K_2'} U_{os2} + \frac{1}{K_2'} U_{os3} + \frac{K_2}{K_2'\text{CMRR}_2} U_c \\ &\approx \frac{K_2}{K_2'} U_{os2} + \frac{K_2}{K_2'\text{CMRR}_2} U_c \end{aligned} \tag{2}$$

这个电压将在下一节拍中用来校正 A_2 的误差.

2. 放大和校零节拍

这时 S_1 和 S_4 接通，S_2 和 S_3 断开. 于是 A_2 与输入差模电压 U_{sr} 接通，它的相应输出电压记作 U_{sc2}'，即

$$U_{sc2}' = K_2(U_{sr} + U_{os2}) - K_2'U_{C_1} + \frac{K_2U_c}{\text{CMRR}_2} \approx K_2U_{sr} \tag{3}$$

可见，由于动态校零的结果，放大器 A_2 输入端的差模误差电压 U_{os2} 和共模误差电压 U_c/CMRR_2 均被理想地消除，从而保证 A_2 的输出纯为有用信号.

与此同时，U_{sc2}' 将通过上面一个采样-保持电路，记存在电容 C_2 上，有

$$\begin{aligned} U_{C_2} &= -K_4(U_{sc2}' - U_{os4}) \\ &\approx -K_2K_4U_{sr} + K_4U_{os4} \end{aligned} \tag{4}$$

U_{C_2} 将和输入电压一起进入主放大器 A_1，因此 A_1 的输出电压为

$$\begin{aligned} U_{sc1} &= K_1(U_{sr} + U_{os1}) - K_1'U_{C_2} + \frac{U_cK_1}{\text{CMRR}_1} \\ &\approx (K_1'K_2K_4 + K_1)U_{sr} + K_1U_{os1} - K_1'K_4U_{os4} + \frac{U_cK_1}{\text{CMRR}_1} \\ &\approx K_1'K_2K_4U_{sr} + K_1U_{os1} - K_1'K_4U_{os4} + \frac{U_cK_1}{\text{CMRR}_1} \end{aligned} \tag{5}$$

上式中，第一项是有用的输出信号，第二、三两项是差模输出误差分量，第四项是共模输出误差分量.

因此与有用信号相比，折合到整个放大器输入端的差模误差电压（即为斩波稳零放大器的输入失调电压）U_{os} 为

$$U_{os} \approx \frac{K_1U_{os1}}{K_1'K_2K_4} - \frac{U_{os4}}{K_2} \tag{6}$$

上式表明，只要辅助放大器的开环增益 K_2 足够大，就可以保证整个放大器具有极低的输入失调漂移. 即 25℃ 时 $U_{os} \approx 20\mu\text{V}$，全温度范围 $dU_{os}/dT \approx 0.3\ \mu\text{V}/℃$.

根据式(5)可知，折合到整个放大器输入端的等效共模误差电压 U_c' 为

$$U_c' \approx \frac{U_c K_1}{K_1' K_2 K_4 \mathrm{CMRR}_1} \tag{7}$$

因此整个放大器的共模抑制比

$$\mathrm{CMRR} = \frac{U_c}{U_c'} \approx \frac{K_1' K_2 K_4}{K_1} \mathrm{CMRR}_1 \tag{8}$$

上式表明，由于放大器 A_2，A_4 所提供的附加差模增益，使整个放大器的共模抑制比也得到了显著的改善．这就意味着即使主放大器 A_1 只具有一般水平的共模抑制比(CMRR_1)，HA2900 的共模抑制比也可以达到 160 dB，从而同时具备了高精度的同相运算能力．这是采用双通道方案的另一个显著特点，也是参数补偿式集成运算放大器的传统电路所无法比拟的．

HA2900 采用的多谐振荡器和开关驱动电路如图 3-24 所示．它利用一个 R-S 触发器控制两个恒流源的通、断，在电容 C_3 上产生一个三角波，频率为 1 kHz 左右．利用这个三角波通过四个门限电压各不相同的电压比较器得到了开关 S_1—S_4 的驱动信号．为了避免开关通、断时产生的瞬态尖峰电压对有关信号通道造成不利影响，如图所示在先后动作的两个开关之间都留出了一段时间，以便在前一个开关动作所伴随的过渡过程基本结

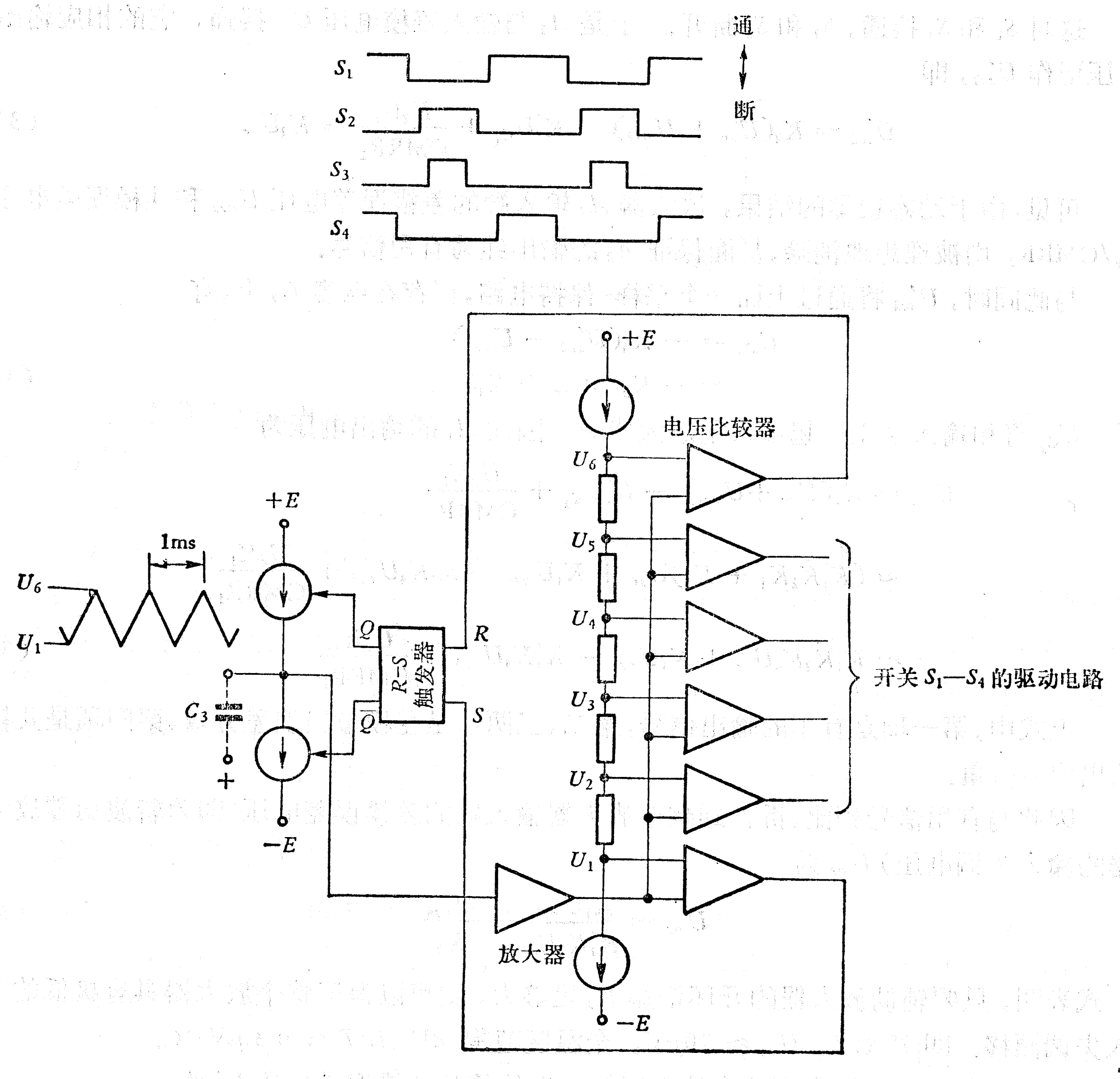


图 3-24 多谐振荡器和开关驱动电路

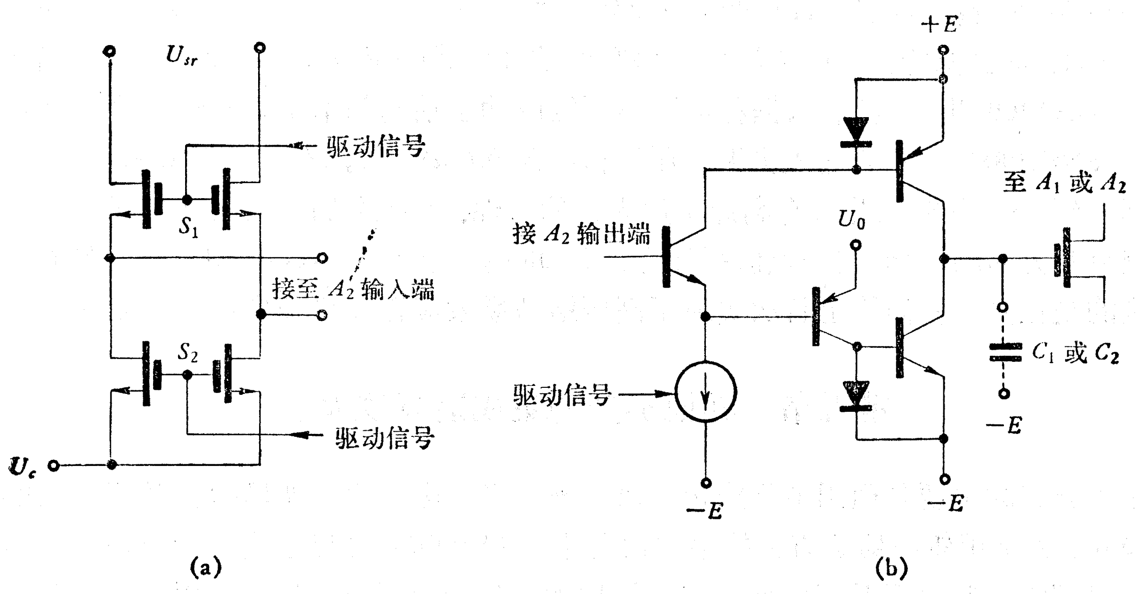


图 3-25 开关的结构

(a) MOS 管开关 S_1, S_2; (b) 采样-保持电路和晶体管开关 S_3(或 S_4).

束后再进行下一个开关动作.

HA2900 的开关 S_1 和 S_2 分别由两个 N 沟道 MOS 型场效应管组成，如图 3-25(a) 所示. 由于 MOS 管开关具有极低的残余电压和阻断电流，使它们能够很好地胜任低电平输入回路的开关任务. S_3 和 S_4 所处的回路相对电平较高，且要求提供一定的电流驱动能力，所以采用了互补形式的晶体管开关. 图 3-25(b) 是 HA2900 所采用的采样-保持电路和相应的开关(S_3 或 S_4).

为了尽可能降低整个放大器的输入电流，放大器 A_1 和 A_2 的输入级均采用 N 沟道 MOS 场效应管作为差动对管，如图 3-26 所示. 一般来说，由于 MOS 对管的失调电压及

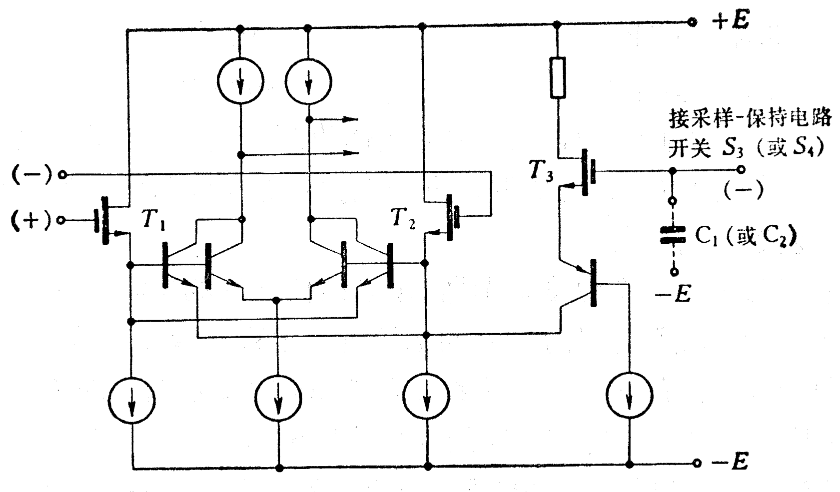


图 3-26 放大器 A_1 和 A_2 的输入级电路

其漂移都比晶体管大得多，所以很少用作直流放大器的输入级. 但是在动态校零的双通道方案中，可以有效地消除放大器的失调漂移，所以 MOS 型场效应管所具有的高输入阻抗的特点在这里得到了充分的发挥. 同理，为了保证开关 S_3(或 S_4) 断开时电容器 C_1(或 C_2)上记存的电压不至于在一个节拍中跌落，对放大器的第三个输入端也要求具有很高的阻抗，所以这个输入端也采用了 MOS 管(T_3).

采用 MOS 管输入级使 HA2900 在 25℃时 $I_{os} \approx 0.05$ nA，在全温度范围内 $dI_{os}/dT \approx 1$pA/℃. 这么低的失调电流温度漂移在参数补偿式的集成运算放大器中也是罕见的.

在 HA2900 出现的同时，据称美国还研制成功了结构基本相同的斩波稳零集成运算放大器 SN62088[4]. 它的输入失调电压漂移约为 0.6 μV/℃，略低于 HA2900，但上升速率却增大到 25 V/μS，因此兼有高速型放大器的特性. 088 型的电路设计较好地兼顾了直流和交流两方面的指标，这一点值得注意. 但 088 型实际上是双硅片设计，它在工艺上值得提到的是在同一块硅片上首次实现了高压结型场效应管和普通晶体管的兼容.

第五节　其他类型的集成运算放大器

以上介绍的主要是通用型集成运算放大器，当然像采用超 β 晶体管的第三代电路(AD508L)和采用斩波稳零方案的第四代电路(HA2900)已经达到了相当好的低漂移特性，所以把它们归属于低漂移型集成运算放大器也未尝不可. 这一节用来介绍几种其他类型的集成运算放大器，以便扩展视野.

一、采用基片温度调节措施的低漂移型集成运算放大器 μA 727[5,6]

μA 727 放大器的电路结构大致相当于第二代电路的水平，但由于对基片实行自动恒温，在全温度范围(－60—＋120℃)内可以保证基片的温度变化在－1—＋2.5℃以下，从而可以使放大器的温度漂移降低一两个数量级. 它的主要参数如下:

输入失调电压	2 mV
输入失调电流	2 nA
失调电压漂移	0.6 μV/℃
失调电流漂移	10 pA/℃
开环增益	40 dB
共模抑制比	90 dB
差模输入阻抗	300 kΩ

图 3-27 是 μA 727 的电路原理图. 它的主体为两级差动放大器，输入端和输出端分别用两级射极跟随器作为隔离. 它的开环电压增益只有 40 dB，所以通常只能把它作为一个运算放大器的前置级来使用.

图 3-27 的右半部分是一个温度调节器，用以维持基片的恒温. 基片的温度变化通过 T_{17} 和 T_{18} 的两个 b-e 结来感受，由于 T_{17} 的基极电位由稳压管 D_{W1} 维持恒定，所以当基片的温度上升时，每个 b-e 结的正向电压大约下降 2 mV/℃，从而引起 I_{c17} 增加，U_{c17} 下降，后者又通过射极跟随器 T_{21} 和 T_{22} 使 T_{22} 的射极输出电流下降，于是加热电阻 R_{22} 上耗散的加热功率也相应减小，以保持基片的温度恒定. T_{20} 则用来对输出级的功率管 T_{22} 实行过电流保护.

这种基片自动恒温的方案缺点很多，主要是消耗功率大、起动(升温)时间长、加热电路占用的基片面积大等等，因此并未被广泛采用.

二、采用结型场效应管的高输入阻抗型集成运算放大器 μA 740 C

在积分放大器、对数放大器和采样-保持放大器等特殊应用场合，对运算放大器的输

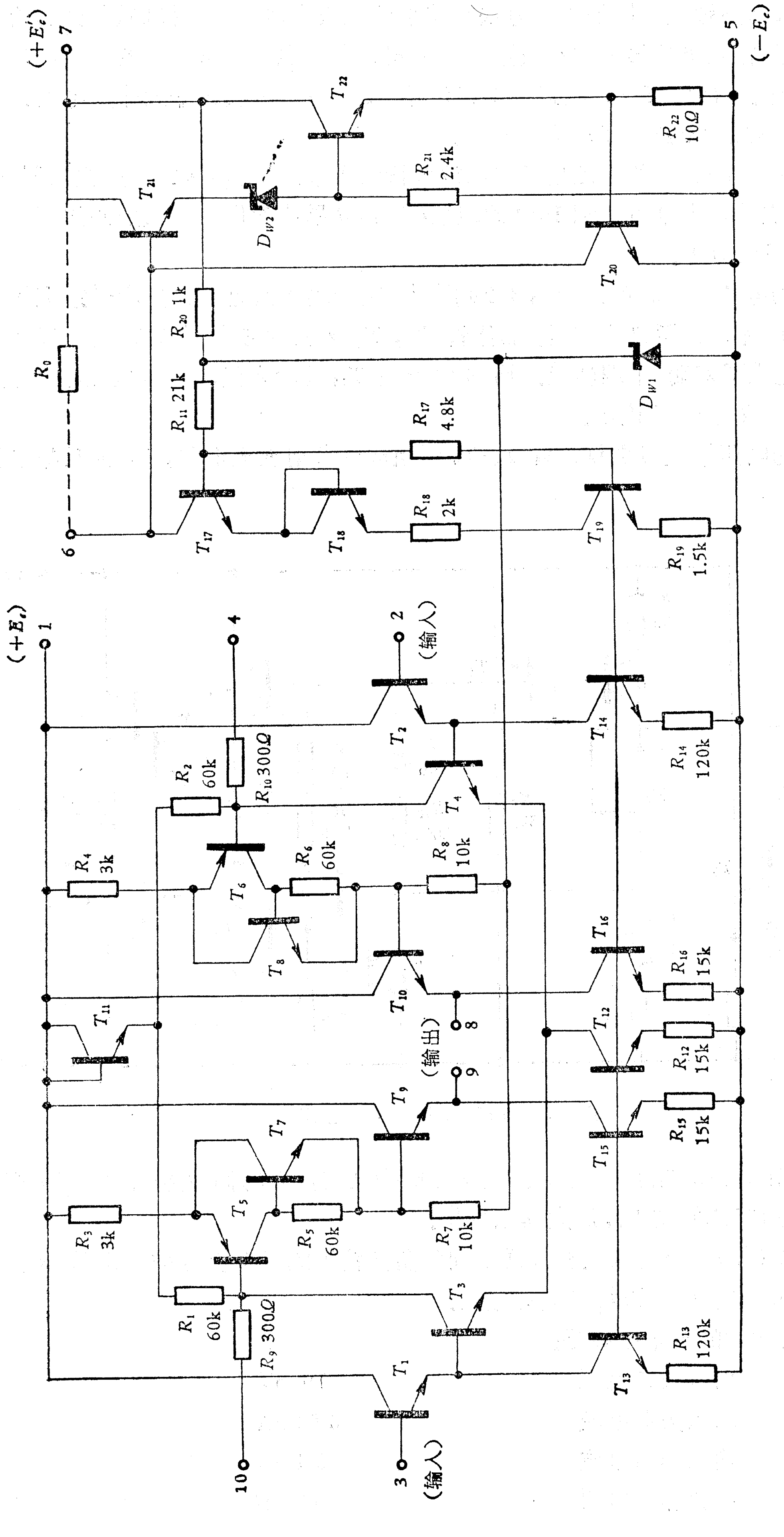


图 3-27 μA727 型集成运算放大器

入阻抗提出了很高的要求.

如前所述，提高输入阻抗的主要办法是减小输入级晶体管的基极偏置电流，所以采用超β晶体管作为输入级的第三代集成运算放大器，在实现低漂移特性的同时，也获得了较高的输入电阻. 例如第三代电路 MC1556 和 AD508L 等放大器的输入电阻都达到了 5 MΩ 左右，比第二代电路有了较大的提高.

提高输入阻抗的另一条途径是采用场效应管输入级. 这种集成运算放大器可以举 μA740C 为例，它的输入电阻达到 10^6 MΩ，比采用超β晶体管作为输入级的第三代电路又提高了两个数量级以上.

μA740C 的电路相当简单. 如图 3-28 所示，它的输入级是由N型沟道结型场效应管(T_1, T_2)组成的差动式源极跟随器，晶体管 T_3, T_4 为其源极有源负载，这一级还通过射极跟随器 T_5 完成了双端-单端转换. 横向 PNP 管 T_{15} 为输入级的漏极恒流源，它的电流大小由偏置电路 T_6, R_2 所确定.

μA740C 的电压增益级是复合管 T_8-T_9 所组成的共射放大电路，T_{11} 为其集电极恒流源负载.

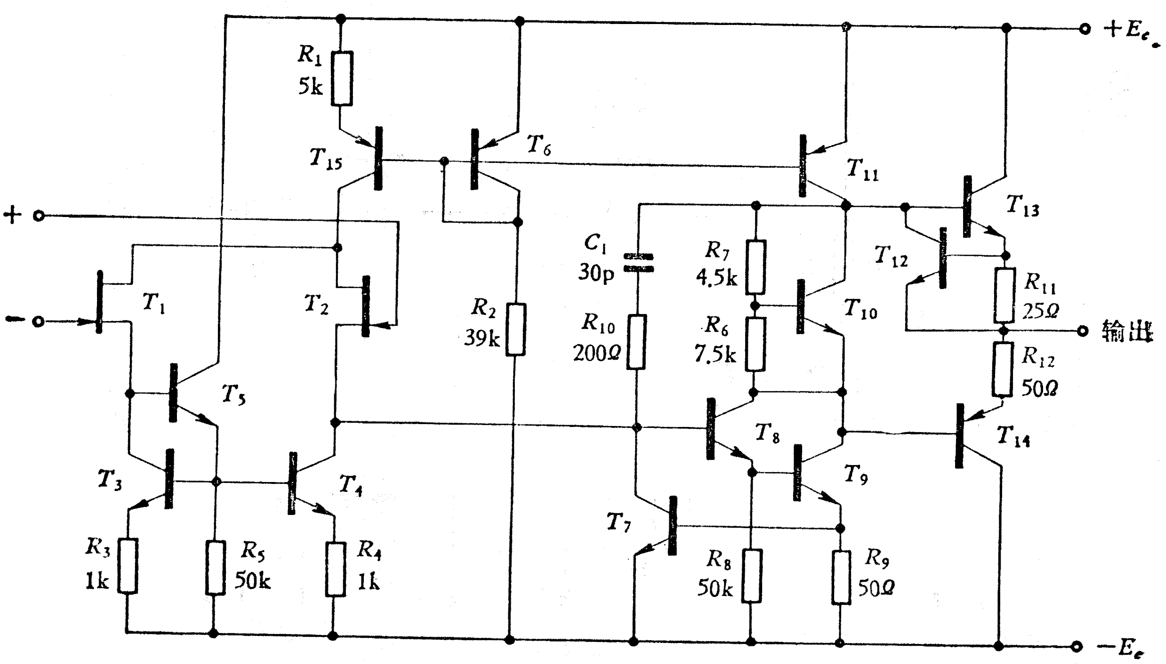


图 3-28 μA740C 集成运算放大器

输出级是由 T_{13} 和 T_{14} 组成的甲乙类互补推挽电路，它的偏置方式和 5G24 相同，由 T_{10} 和 R_6, R_7 组成的所谓 U_{be} 放大器来提供.

T_{12}, R_{11} 和 T_7, R_9 分别构成放大器正向和负向输出的过电流保护. C_1 和 R_{10} 作为放大器内部的相位补偿网络，以抑制高频振荡.

μA740C 所达到的技术指标是:

输入失调电压	10 mV
输入失调电流	0.04 nA
输入偏置电流	0.1 nA
差模输入电阻	10^6 MΩ

开环电压增益	120 dB
共模抑制比	80 dB

国内采用场效应管输入级的高输入阻抗型集成运算放大器有 5G28（上海元件五厂生产）等型号. 应当指出，场效应管输入级虽然可以达到很低的输入失调电流，但失调电压却比晶体管输入级大约高一、两个数量级，因此就电路总的漂移指标而言，它们通常还是竞争不过采用超 β 管的第三代电路.

三、低功耗型集成运算放大器 XFC 75-0

在宇宙航行和有防爆要求等特殊场合下，需要采用低功耗的集成运算放大器. 目前低功耗型集成运算放大器的功耗水平约在 0.1—10 mW 范围内.

这里介绍的 XFC 75-0 是国产的低功耗型集成运算放大器*. 它的功耗小于 6 mW，只及通用型集成运算放大器的几十分之一. 它的主要参数为:

输入失调电压	≤2 mV
输入失调电流	≤0.05 μA
失调电压漂移	10 μV/℃
开环电压增益	10^5
共模抑制比	80 dB
静态功耗	<6 mW

图 3-29 是 XFC75 的电路原理图. 它的电路在许多方面都与通用型集成运算放大器相类似. 例如它的差动输入级采用共射-共基接法，与 5G24（见图 3-11）基本相同，它的偏置电阻 R_b（1MΩ）采取外接的办法与 BG305（见图 3-9）相同，等等. 因此在这里就无需一一说明了.

XFC75 电路获得低功耗的主要原因是:

（1）各级放大器均采用有源负载，因而可以在保证一定增益的前提下，降低晶体管的工作电流，减小功耗;

（2）从偏置电路来看采取了两个有效措施: 一是通过外接 1 MΩ 的偏置电阻，使偏置回路的电流降低到 30 μA 左右，二是采用小电流的电流源结构;

（3）通常输出级的静态功耗是最大的，现在通过 T_{17} 和 T_{18} 的两个正向 PN 结电压为输出级推挽管 T_{19} 和 T_{20} 提供了 20 μA 左右的偏置电流，既有效地克服了交越失真，又仅仅消耗约 0.6 mW 功率;

（4）在放大器饱和时，由 T_{24} 和 T_{25} 组成的限流电路，可以将 T_4 集电极原先通过 T_8 输送到 T_{11} 基极的一部分电流直接通过 T_{24} 和 T_{25} 流向负电源，避免因 T_{11} 过饱和而造成功耗的剧增.

下面着重分析一下互补推挽输出电路的偏置特点. 如图 3-29 所示，由于负向输出管是由 T_{21}，T_{20a} 和 T_{20b} 三只晶体管组成的复合管，所以可以认为 $I_{b21} \ll I_{e17}$. 可见在过电流保护管 T_{22} 和 T_{23} 均不导通的情况下，恒流源 T_{16} 的输出电流

$$I_{c16} = I_{e17} + I_{b21} \approx I_{e17}$$

---

* 国产的低功耗型集成运放还有 FC54 等产品.

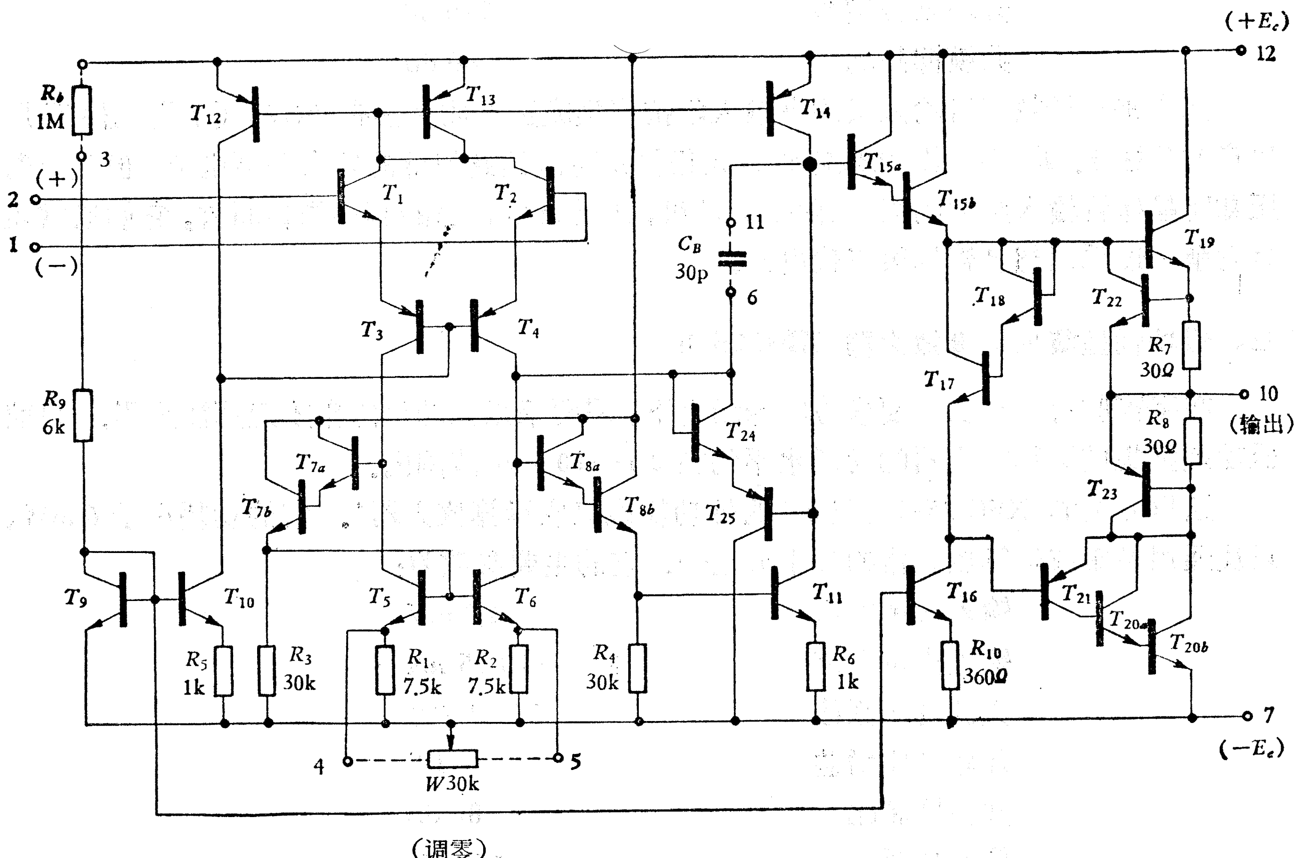


图 3-29 XFC75 集成运算放大器

如果忽略电阻 R_7 和 R_8 上微弱的压降，那么应有

$$U_{be18}+U_{be17}\approx U_{be19}+U_{eb21}$$

因此可以近似认为

$$I_{c19}\approx I_{e17}\approx I_{c16}$$

假设电源电压 $E_c=E_e=15$ V，外接偏置电阻 $R_b=1$ MΩ，晶体管的 $U_{be}\approx 0.6$ V，可以算出

$$I_{c9}\approx 29.4\ \mu\text{A}$$

$$I_{c19}\approx I_{c16}\approx 22\ \mu\text{A}$$

整个电路的静态电流总共为 157 μA 左右，所以静态功耗是很低的，即有

$$P_c=30\text{V}\times 157\ \mu\text{A}=4.7\text{ mW}$$

除此以外，国产的低功耗型集成运算放大器还有 FC54 ($P_c\leqslant 6$mW)，BG303($P_c\leqslant 16$ mW)等，这里就不一一介绍了.

四、集成电压跟随器 LM 110[7]

众所周知，如果将通用型集成运算放大器接成如图 3-30 所示的电压跟随器，它的电压增益等于 1，输入电阻近似为 $K_0 r_d$*，由此获得极高的输入电阻和同相跟随精度.

但是将通用型集成运算放大器接成电压跟随器时通常受到两方面的限制：一是电压跟随器属于深度负反馈，因此需外接较大的电容进行相位补偿，这就使放大器输出电压的上升速率下降为 0.1—1 V/μs 左右；二是当电压跟随器作为高阻抗信号源的缓冲级时，如

* 在这种情况下，放大器的共模输入电阻已不能忽略，详见第五章第三节.

果信号源的内阻大于 10 kΩ，就会产生较大的失调漂移.

为此有必要为电压跟随器专门设计一种集成电路. 在国外这种集成电压跟随器已经发展成为一种独立的产品系列. 以集成电压跟随器 LM110 为例，它的主要指标是:

输入失调电压	1.5 mV
输入偏置电流	1 nA
输入电阻	10^6 MΩ
输入电容	1.5 pF
大信号闭环电压增益	0.9999
输出电阻	0.75 Ω

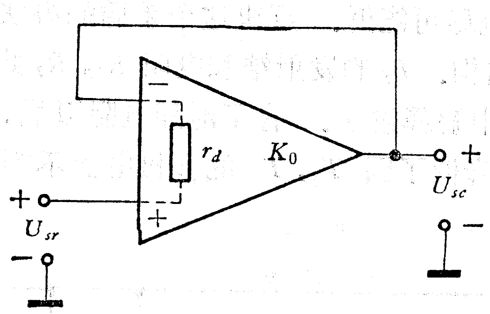


图 3-30 电压跟随器

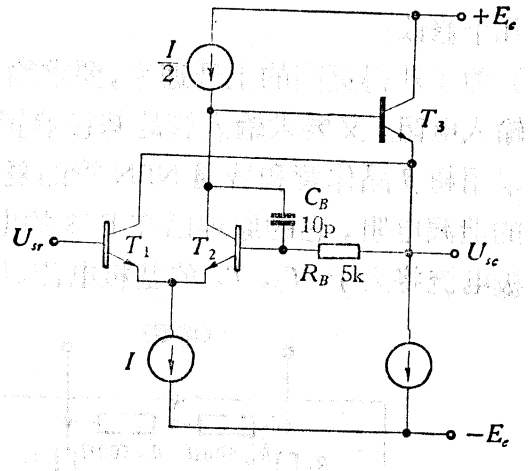


图 3-31 电压跟随器的一种基本电路

由于电压跟随器采用反馈系数为一的深度负反馈，所以它的开环增益不需要太高，再加上它的电平配置简单，因此往往可以采用稳定性好的单增益级来实现.

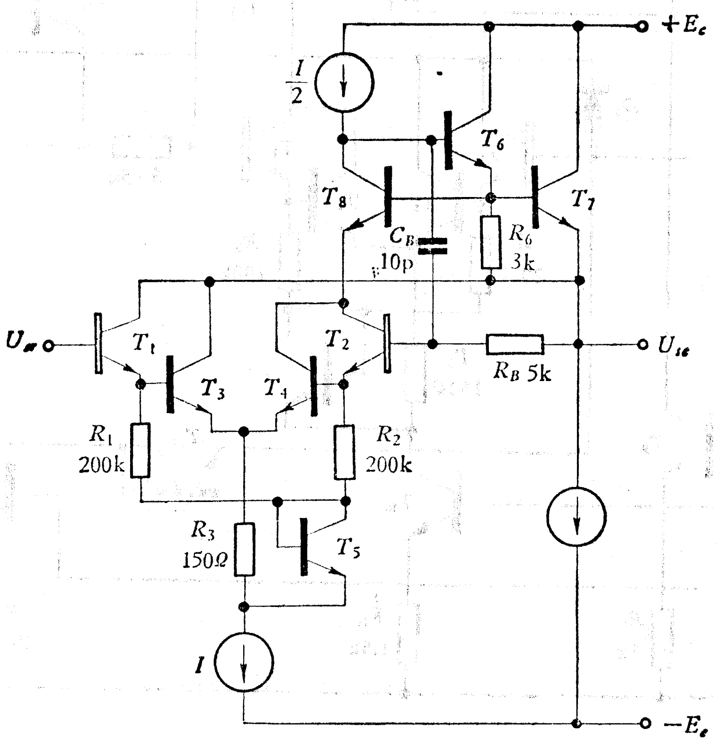


图 3-32 LM110 电压跟随器的部分电路

图 3-31 是电压跟随器的一种基本电路．它只具有一个差动电压增益级，输出级是普通的甲类射极跟随器．由于 T_2 的集电极和 T_3 的发射极均采用恒流源负载，所以一级的开环电压增益也达到了 3000 倍左右．

这个电路的特点是把 T_1 的集电极直接连到输出端，由于电压跟随器具有 $U_{sc}=U_{sr}$ 的特点，所以这种连接方式对 T_1 的集电极产生了"自举"作用，即保证 T_1 工作在 $U_{cb1}\approx 0$ 的状态下．这种工作状态不仅进一步提高了电压跟随器的输入阻抗，而且有效地消除了 T_1 $c-b$ 结之间的反向电流，从而极大地改善了跟随器的温度漂移指标．相位补偿元件 R_B，C_B，用以提高电压跟随器对电容性负载的稳定性，并且加强了电路对正、负电源的瞬态抑制能力．

集成电压跟随器 LM110 的部分电路如图 3-32 所示．它在上述基本电路的基础上做了以下几个修改：

（1）为了获得更高的上升速率，要求输入级晶体管具有较高的静态工作电流，但是要保持高输入电阻，又要求输入管的基极偏置电流尽可能低．解决这个矛盾的办法就是在输入级采用超 β 晶体管和普通 NPN 管的复合结构．T_5 的发射结和电阻 R_1，R_2 共同组成复合管的泄漏电阻，它的原理已在 FC3 的电路中解释过了．有了泄漏电阻以后，T_1，T_2 的发射极电流将大于 T_3，T_4 的基极电流，从而降低了因 T_3，T_4 的基极电流不等而在输

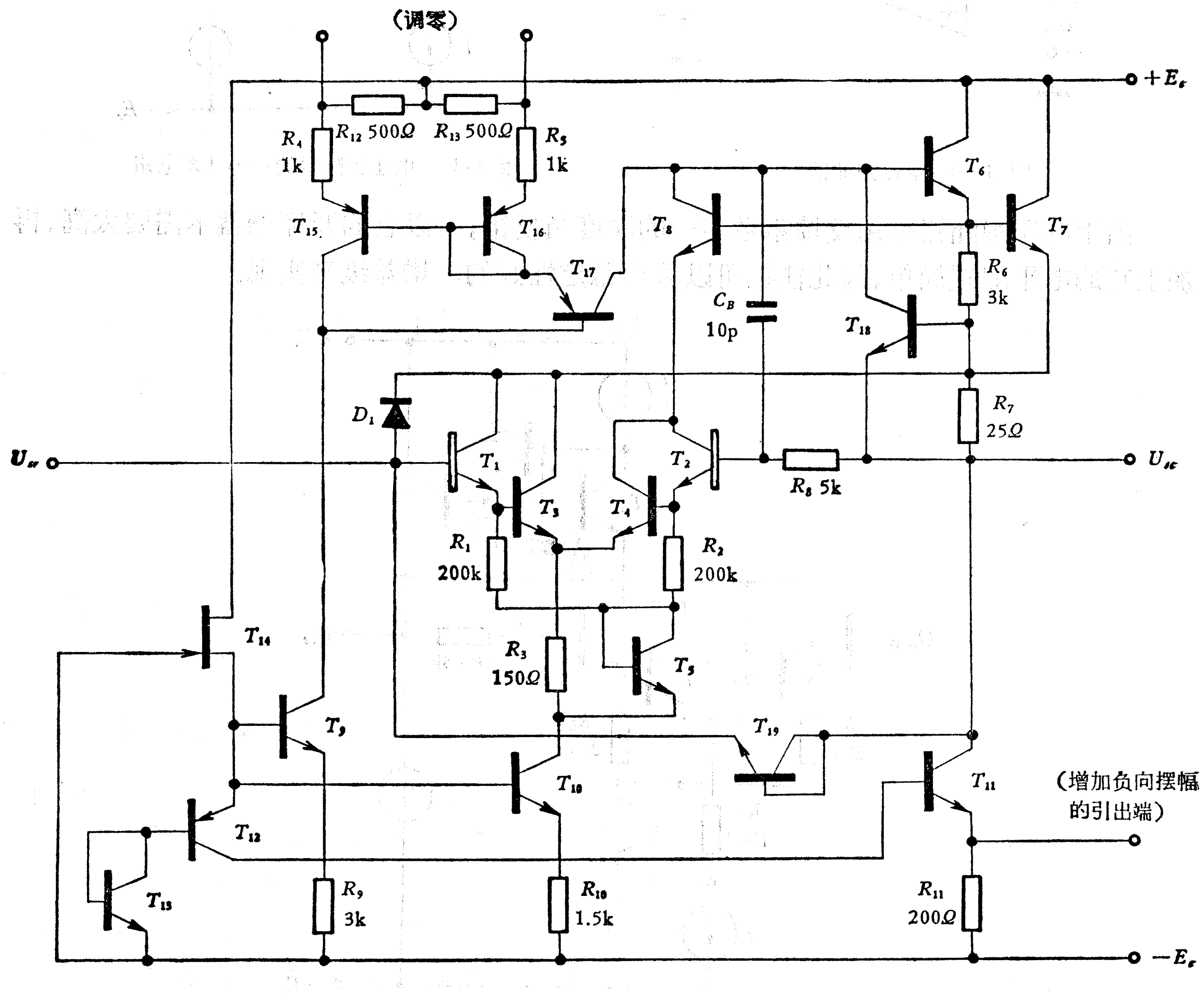


图 3-33　集成电压跟随器 LM110

入端引起的附加失调电压.

(2) 在复合管 T_{2-4} 的集电极上串接了一只晶体管 T_8，目的是保证 T_2 和 T_1 一样都能工作在 $c-b$ 结零偏（$U_{cb}\approx 0$）的状态下，这对于保护反向电压很低的超 β 晶体管来说无疑是必要的.

(3) 输出级改用 T_6，T_7 组成的复合管跟随器，以便进一步减小输出负载对电压增益级的影响.

图 3-33 是 LM110 的完整电路.

它的偏置电路由N沟道结型场效应管 T_{14} 和晶体管 T_{12}，T_{13} 组成，这里场效应管相当于一个恒流源，利用场效应管代替通常的偏置电阻，降低了偏置电路的功耗. 由于 $R_9=2R_{10}$，所以恒流源 T_9 的输出电流是 T_{10} 的一半. T_{10} 的输出电流用来偏置差动输入级，而 T_9 的输出电流则作为另一个恒流源 T_{15}—T_{17} 的偏置电流，后者是输入级的集电极有源负载.

此外，二极管 D_1 和接成二极管形式的 T_{19} 在一起形成了输入端与输出端之间的箝位保护，以保证超 β 晶体管在大信号工作状态下的安全，并且缩短了过载恢复时间. R_7 和 T_{18} 则为输出级的晶体管提供了过电流保护.

在输出级恒流源 T_{11} 的发射极处有一个引出端，如果需要增加负向输出的摆幅，可以在 R_{11} 的两端并联一只 100—300 Ω 的电阻，以便增加输出级的偏置电流.

LM110 的小信号频宽可以达到 20 MHz 左右. 这是因为电路中的横向PNP管仅仅用来提供静态偏置电流，而在信号的放大通道中全部采用频率特性比较好的 NPN 晶体管.

五、集成电压比较器 BG 307

电压比较器是连接模拟电路与数字电路的一种中间电路. 它的输入电压通常为模拟量，输出电压则为数字量. 为了使它的输出电压能够和 TTL 或 DTL 等数字集成电路相配合，所以规定它的输出高电平 $E_g\geqslant 3.3$ V，输出低电平 $E_d\leqslant -0.4$ V.

图 3-34(a) 是电压比较器的一种典型应用，它的两个输入端分别接到被检电压 e_x 和另一个固定的参考电压(又称门限电压) E_m 上.

当 $U_{sr}=e_x-E_m>0$ 时，输出为高电平，即 $U_{sc}=E_g\geqslant 3.3$ V；

当 $U_{sr}=e_x-E_m<0$ 时，输出为低电平，即 $U_{sc}=E_d\leqslant -0.4$ V.

图 3-34(b) 是电压比较器的输出-输入特性.

从电路的结构来看，电压比较器和运算放大器类似，都有两个差动输入端和一个对地的输出端，它们对于输入失调及其漂移、共模输入电压范围、共模抑制比等参数的要求也差不多. 因此，在早期电压比较器的功能通常也是由运算放大器来完成的.

但是为了更好地与数字集成电路配合，电压比较器也有一些不同于通用型运算放大器的特殊要求，主要是：

(1) 输出电压一般来说是单方向的，例如高电平为 3.3 V，低电平为 -0.4 V，不象运算放大器通常要求具有正、负两个方向的输出能力.

(2) 对应零输入电压时，输出电压为 $+1.4\text{V}\left(\approx\dfrac{E_g+E_d}{2}\right)$. 与此相应，电压比较器

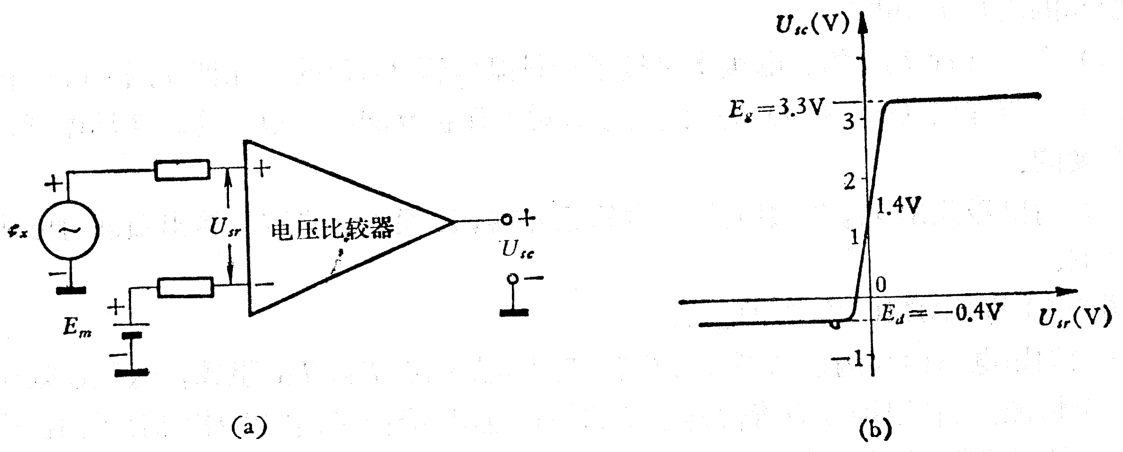


图 3-34 电压比较器的输出-输入特性

(a) 电压比较器；(b) 输出-输入特性.

的输入失调电压、失调电流、以及输入偏置电流都应定义为 $U_{sc}=+1.4$ V 时的数值.

(3) 为了提供较大的上升速率，电压比较器输入级的工作电流比一般运算放大器大，因此和运算放大器相比，它的输入偏置电流、失调电流更大，输入电阻更低.

(4) 电压比较器通常都工作在开环或正反馈状态，因此不存在相位补偿问题.

由于存在这些特点，所以同集成电压跟随器一样，目前集成电压比较器也已经发展成为一种独立的产品系列.

国产集成电压比较器 BG307 的主要参数如下：

输入失调电压	2 mV
输入失调电流	1 μA
输入偏置电流	8 μA
输入失调电压漂移	5 μV/℃
输入失调电流漂移	30 nA/℃
开环电压增益	1400
共模抑制比	90 dB
输入电阻	7 kΩ
输出高电平	3.3 V
输出低电平	−0.5 V

图 3-35 是 BG307 的电路，它和国外产品 μA 710 相当. 它有两个共射极差动增益级，输出级则采用甲类射极跟随器.

图中，T_1，T_2 为差动输入级. T_3，T_4 为第二级，这一级还通过射极跟随器 T_7 完成了双端-单端转换. 输出级由 T_9 组成共集电路，T_{10} 为其发射极恒流源，这一级还通过稳压管 D_{W2} 完成了电平移动功能.

此外，稳压管 D_{W1} 用来提高输入级 (T_1，T_2) 的集电极电位，以保证输入端的正向共模电压接近 7 V. 稳压管 D_{W3} 用作"选通端"，当选通端接低电平(−0.4 V)时，由于 D_{W3} 导通，比较器的输出端被箝位到低电平，这时比较器的输出状态将不反映输入信号. 电路中接成二极管形式的 T_8 用作输出高电平时的箝位，保证逻辑电平不受负载的影响，并且提高了比较器的响应速度.

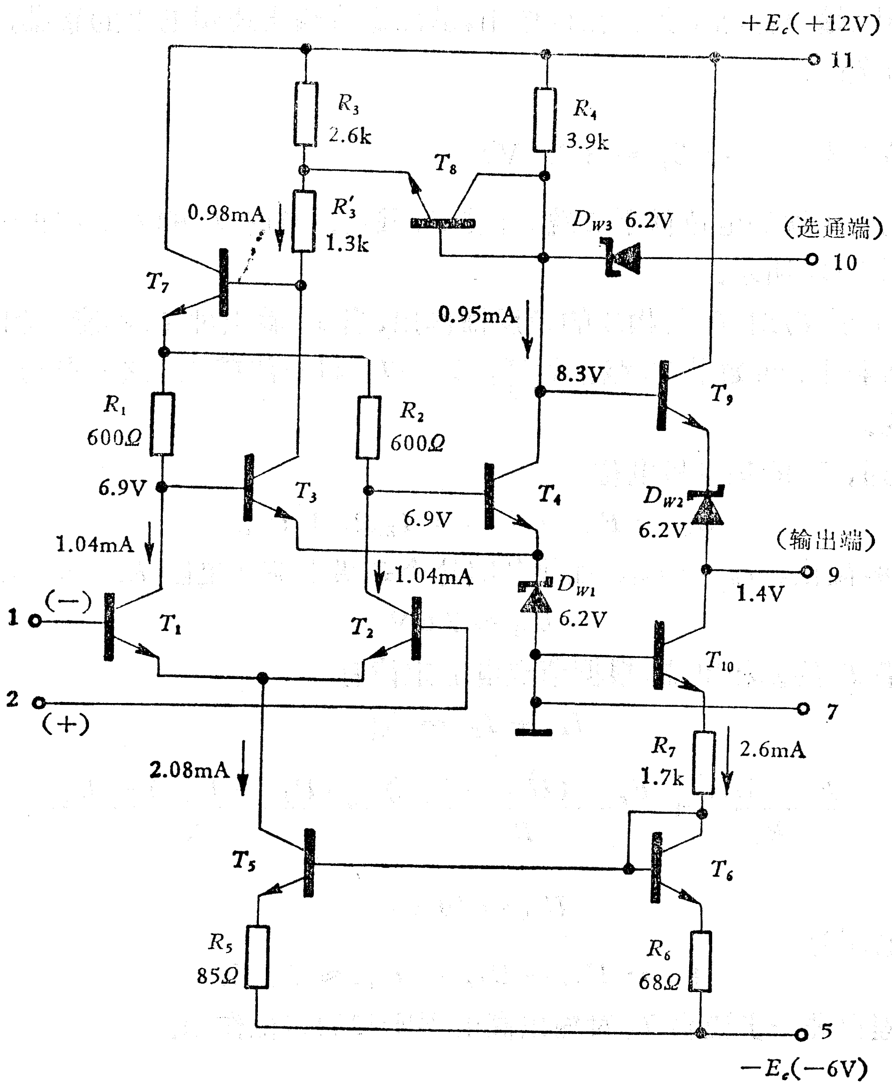


图 3-35　集成电压比较器 BG307

BG307 电路的静态工作点计算比较简单，所以仅将计算结果一并标注在图 3-35 中，以供参考．计算中假设零输入时，输出电压为 +1.4V，这时除 T_8 以外，所有晶体管均处于放大状态，它们的 $b-e$ 极正向电压设为 $U_{be} \approx 0.7$ V，并且忽略基极电流的影响．

下面分别讨论 BG307 的三种工作状态：

1. 输出为低电平（$U_{sc} = E_d = -0.4$ V）

当输入电压使 1 端的电位高于 2 端，并使 T_4 饱和，即 $U_{ces4} \approx 0.3$ V．这时 T_8 截止，输出级的等效电路如图 3-36 所示．因此，

$$U_{b9} = E_{W1} + U_{ces4} \approx 6.5 \text{ V}$$

$$U_{sc} = U_{b9} - U_{be9} - E_{W2} \approx -0.4 \text{ V}$$

必须注意，当输出为低电平时，从输出端往外流出去的电流可以很大(以不使 T_4 脱离饱和为限)，而从输出端往里灌的电流却不得大于发射极恒流源的电流（I_{c10}=2.6 mA）．因为一旦灌入的负载电流大于或等于 2.6 mA，

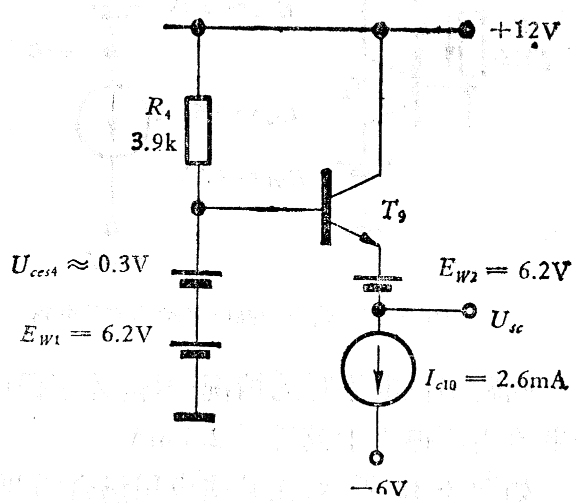


图 3-36　输出为低电平时的输出级等效电路

输出管 T_9 将截止，输出低电平失去箝位作用，从而造成输出逻辑电平的紊乱，这是使用过程中必须加以避免的.

2. 输出为高电平 ($U_{sc} = E_g = +3.3\ \text{V}$)

当输入电压使 1 端的电位低于 2 端，并使 T_4 截止. 这时 T_8 的 b-e 结正偏导通，相应的等效电路如图 3-37 所示.

应当指出，由于 T_7 对 T_3 所构成的负反馈作用，当 T_4 截止时 T_3 不能饱和. 因为 T_3 一旦饱和，T_7 必然截止，而如果 T_7 截止的话，T_1—T_4 将全部截止，这一点与 T_3 饱和的假设显然是矛盾的.

由于 T_7 导通，T_3 的集电极电位

$$U_{c3} \approx E_{W1} + U_{be3} + I_{R_1}R_1 + U_{be7}$$

由于这时 T_1 已经截止，$I_{R_1} = I_{b3}$，如果忽略这个基极电流在电阻 R_1 上的压降，则

$$U_{c3} \approx 7.6\ \text{V}$$

进一步忽略 T_9 的基极电流，根据节点电流定律有

$$I_{R_4} + I_{R_3} = I_{R_3'}$$

即

$$\frac{E_c - U_{b9}}{R_4} + \frac{E_c - (U_{b9} - U_{be8})}{R_3} = \frac{(U_{b9} - U_{be8}) - U_{c3}}{R_3'}$$

由此求出

$$U_{b9} \approx 10.2\ \text{V}$$

故这时的输出电压为

$$U_{sc} = U_{b9} - U_{be9} - E_{W2} \approx 3.3\ \text{V}$$

以上的计算过程也进一步说明 T_8 对输出高电平所起的箝位作用.

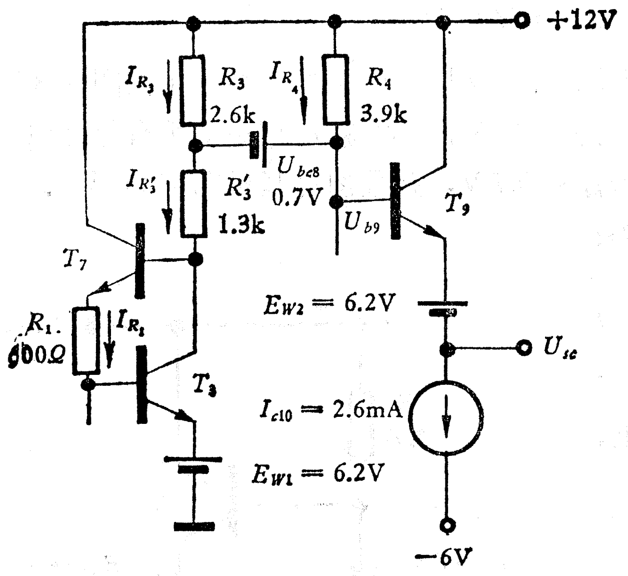


图 3-37 输出为高电平时的等效电路

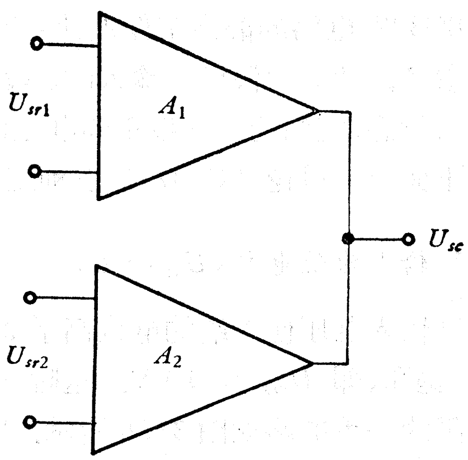


图 3-38 比较器输出端并联运行

同输出低电平时的情况一样，为了保证输出高电平的稳定，从比较器输出端灌入的负载电流也不得大于或等于 2.6 mA.

如图 3-38 所示，在某些应用场合需要将两个比较器的输出端并联在一起运行. 假设输出端互相独立时，A_1 的输出为低电平，它的 T_4 饱和，如图 3-36 所示，它的 $U_{b9} \approx 6.5$V.

如果 A_2 的输出为高电平，当这两个输出端连接在一起时，它迫使 A_1 的输出电压等于 3.3 V，于是 A_1 输出端的 D_{W2} 和 T_9 均截止．在这种情况下，并联输出端获得高电平．

可见，在比较器的输出端并联运行时，只要其中任意一个比较器的输出为高电平，就可以保证并联输出端为高电平．所以从正逻辑(即高电平代表“1”，低电平代表“0”)的观点来看，输出端并联的运行状态相当于一个“或门”．

3. 放大状态

如图 3-34(b) 所示，当输出电压处于高、低电平之间时，比较器将工作在放大状态．

在计算输入级的电压增益时，不妨把 T_3 和 T_7 的作用归化到输入级来看，因此输入级在单端输出的条件下可以近似获得相当于双端输出的增益，根据式(2-11)有

$$K_1 \approx 20\, I_0 R_2'$$

式中 R_2' 是 T_2 集电极的等效负载电阻，有

$$R_2' \approx R_2 // r_{be4}$$

已知 $I_0 = 2\, I_{c1} = 2.08\ \text{mA}$，$I_{e4} \approx 0.95\ \text{mA}$，设 $\beta_4 = 50$，则

$$r_{be4} = r_b + (\beta_4 + 1)\frac{26}{I_{e4}} \approx 1.7\ \text{k}\Omega$$

$$R_2' = \frac{R_2 r_{be4}}{R_2 + r_{be4}} \approx 0.44\ \text{k}\Omega$$

$$K_1 \approx 20 \times 2.08 \times 0.44 \approx 18$$

第二级相当于单管共射极放大电路，它的电压增益可近似表为

$$K_2 \approx \frac{R_4'}{r_{e4}}$$

式中 R_4' 为 T_4 的集电极等效负载电阻，设输出端负载电阻 $R_{fz} = 1\ \text{k}\Omega$，$\beta_9 = 50$，则

表 3-1　部分国产集成运放的电性能指标(典型值)

参数项目 \ 型号		5G23	FC3	BG305	5G24	XFC75-0	FC-52	BG303	BG312
输入失调电压	mV	2	2	3	2	≤2	2	3	1
输入失调电流	μA	0.1	0.1	0.03	0.05	≤0.05	0.2	0.15	0.05
输入偏置电流	μA	1	0.7	0.1	0.2			0.45	0.35
差模输入电阻	kΩ	100	250	2×10^3		$>10^3$	500		
开环电压增益	dB	96	95	112	106	106	120	100	140
最大输出电压	V	±10	±13	±13			±11.5	±14	±13
静态功耗电流	mA			2					
最大共模输入电压	V		±10	+7，−13			+7，−13	±14	±13
最大差模输入电压	V			±18				±14	
共模抑制比	dB	76	80	90	86	90	90	90	100
失调电压温漂	μV/℃		5	10 (最大值)		5—15	5	10	2
失调电流温漂	nA/℃			0.1—0.3 (最大值)			5	0.5	0.2
静态功耗	mW	150	150	60	50	≤6	200	16	30
开环带宽	kHz	3				70	1		

表 3-2 国外集成运放代表性电路的电性能指标(典型值)

品种类型		通用型					低漂移型		低功耗型		高速型		高输入阻抗型	
		第一代	第二代	第三代	第四代	(斩波稳零)								
国外型号		μA709	μA741C	MC1556	HA2900	SN62088	μA725C	AD508L	μPC253A	μA735C	AD505	μA772	μPC152	μA740
厂家		FC	FC	MOT	HA	TI	FC	AD	NEC	FC	AD	FC	NEC	FC
输入失调电压	mV	2.0	1.0	2.0	<0.05 25℃	0.035	0.5	0.2	1.0	1.0	1	2.0	40	10
输入失调电流	nA	100	20	1	0.05 25℃	0.1	3	0.3	4	2		20		0.04
输入偏置电流	nA	300	80	8	1	500pA	50	6	20	5	15	150	0.1PA	0.1
差模输入电阻	MΩ	0.25	2	5	100		3	4	6	10	2		10^7	10^6
开环电压增益	dB	93	106	100	>160	140	129	140	109	88	114	110	100	120
最大输出电压	V	±14	±14	±13	20	26	±13	±13	±13.5	±15	±12		±12	±14 ($R_1=10k\Omega$)
静态功耗电流	mA	2.7	1.7	1.5		10	2.7	2.5	0.4		6	5		4.2
最大共模输入电压	V	±10	±13	±13		−5～+12	±13.5	±15	±13			±13	−14～+10	最小±10
最大差模输入电压	V	±5	±30	±30			±5	±15	±30				±30	±30
共模抑制比	dB	90	90	110	160	80	120	130	100	100		95	70	80
失调电压温漂	μV/℃	5		最大33	0.2	0 6	0.5	0.3～0.6	3		15	10	50	
失调电流温漂	nA/℃				1pA/℃		0.01	3pA/℃						
单位增益上升速率	V/μs	2	0.5	2.5	2.5	25		闭环10倍时为1.2	0 5	0.02	150	65	0.4	6
静态功耗	mW	80	50	最大45	150		80	75	1.2	0.1			120	126
单位增益带宽	MHz		1		3	3		0.3	1		4—10	12.5	0.8	3
单位增益建起时间	ns					65					到0.1% 800	到0.1% 450		

注 FC: *Fairchild*, MOT: *Motorola*, HA: *Harris*, TI: *TEXS INSTRUMENT*, AD: *Analog Devices*, NEC: 日本電気

$$R_4' \approx \frac{\beta_9 R_{fz} R_4}{\beta_9 R_{fz} + R_4} \approx 3.6 \text{ k}\Omega$$

已知

$$r_{e4} = \frac{26}{I_{e4}} \approx 27 \ \Omega$$

所以

$$K_2 \approx \frac{3.6 \times 10^3}{27} \approx 133$$

因此，BG307 的总开环增益为

$$K = K_1 K_2 \approx 2400$$

国产的集成电压比较器，除了 BG307 以外，还有复旦大学生产的 4E323 等型号.

习　题（读图练习）

题 3-1 国产通用型集成运算放大器 FC52* 的电路如图 3-39 所示，其主要指标如表 3-1 所列.

（1）试分析电路的工作原理；

（2）设调零引出端 9，10，11 短接，$E_c = E_e = 15$ V，试计算各级的静态偏置电流.

题 3-2 国产通用型集成运算放大器 BG303 的电路如图 3-40 所示，其主要指标如表 3-1 所列.

（1）试分析电路的工作原理；

（2）设 $E_c = E_e = 15$ V，外接的偏置电阻 $R_b = 1$ MΩ，横向 PNP 晶体管 $\beta_3 = \beta_4 = 2.2$，$\beta_5 = 3$，试计算各级的静态偏置电流.

题 3-3 国产低漂移型集成运算放大器 BG312 的电路如图 3-41 所示，其主要指标如表 3-1 所列. 试分析电路的工作原理.

题 3-4 图 3-42 是美国生产的通用型集成运算放大器 LM101A**，试简述电路的工作原

表 3-3　μA 776 的主要指标（典型值，$E_c = E_e = 15$ V，室温 25°C）

参数名称 ＼ 偏置条件		$I_0 = 1.5\mu$A	$I_0 = 15\mu$A
输入失调电压	mV	2.0	2.0
输入失调电流	nA	0.7	2.0
输入偏置电流	nA	2.0	15
输入电阻	MΩ	50	5.0
输出电阻	kΩ	5.0	1.0
静态功耗	mW	<0.75	<5.4
大信号电压增益		4×10^5($R_{fz}\geqslant75$kΩ)	4×10^5($R_{fz}\geqslant5$kΩ)
输出摆幅	V	+14($R_{fz}\geqslant75$kΩ)	±13($R_{fz}\geqslant5$kΩ)
共模抑制比	dB	90	90
电源电压灵敏度	μV/V	25	25
上升速率	V/μs	0.1	0.8
输入电压范围	V	>±10	>±10

* 国产 8FC3 电路的指标均与 FC52 相同，但管脚编号不同.

** LM101A 和 μA741C 同属于国外比较流行的第二代产品，它们的主要指标大体相同，详见表 3-2.

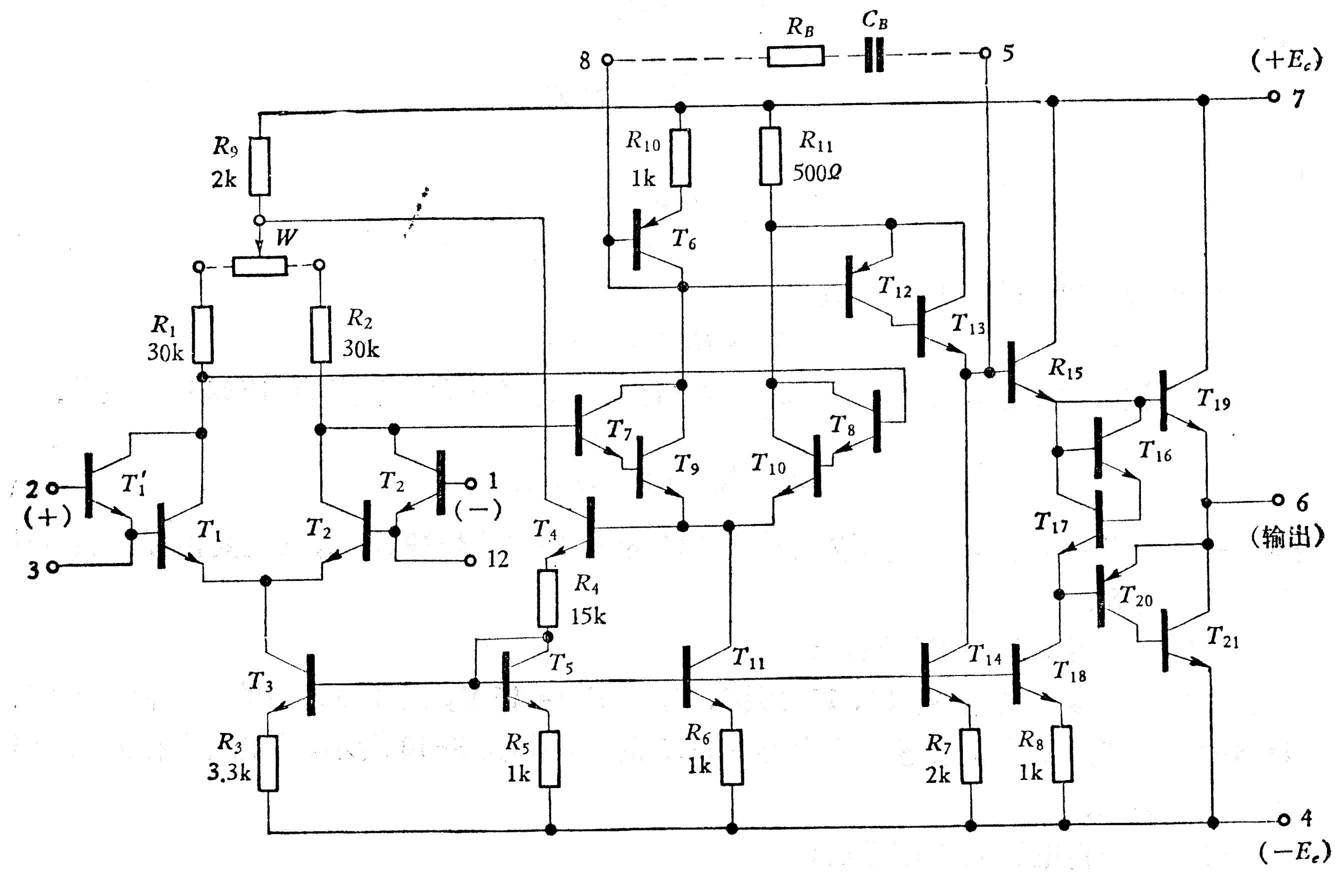


图 3-39 FC52 集成运算放大器

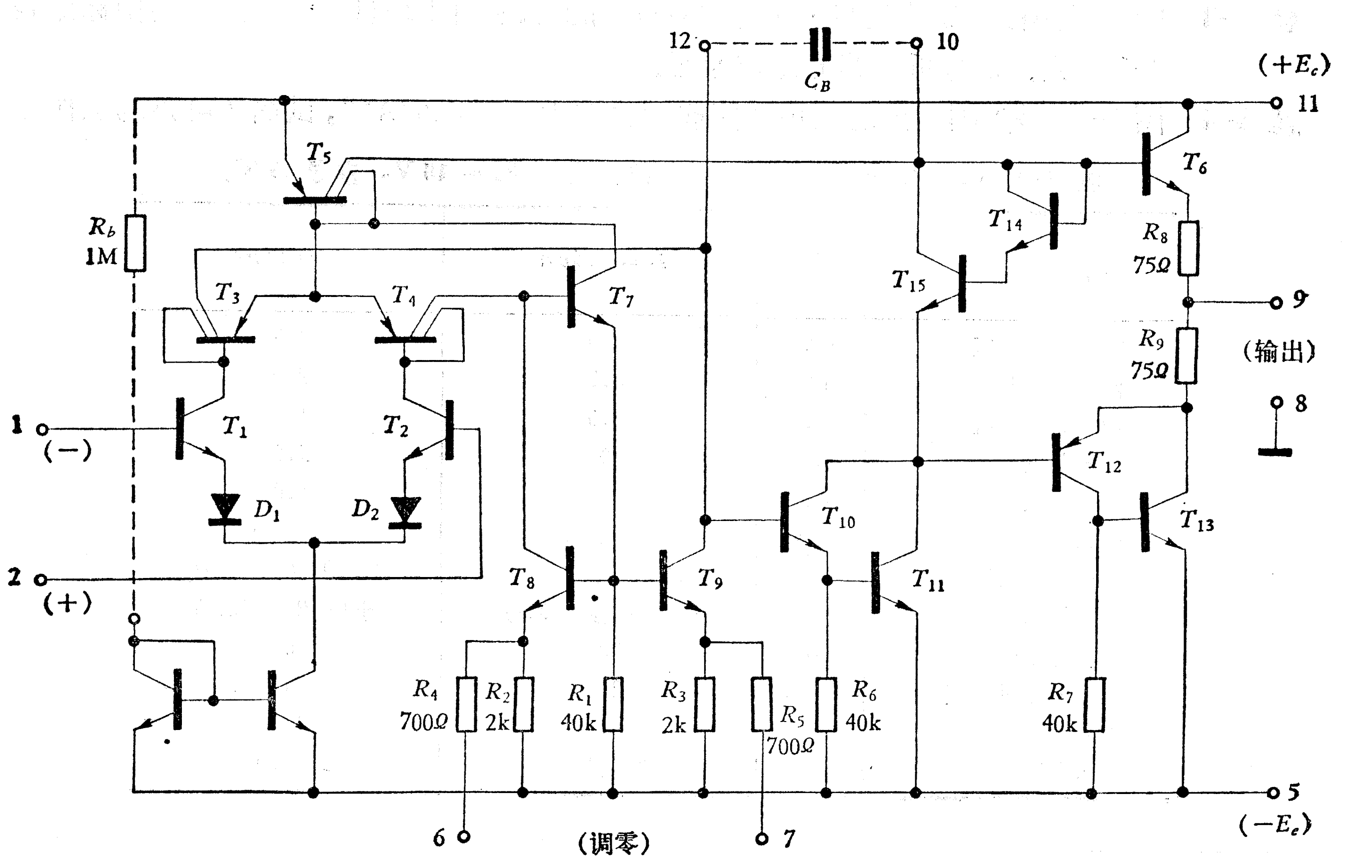


图 3-40 BG303 集成运算放大器

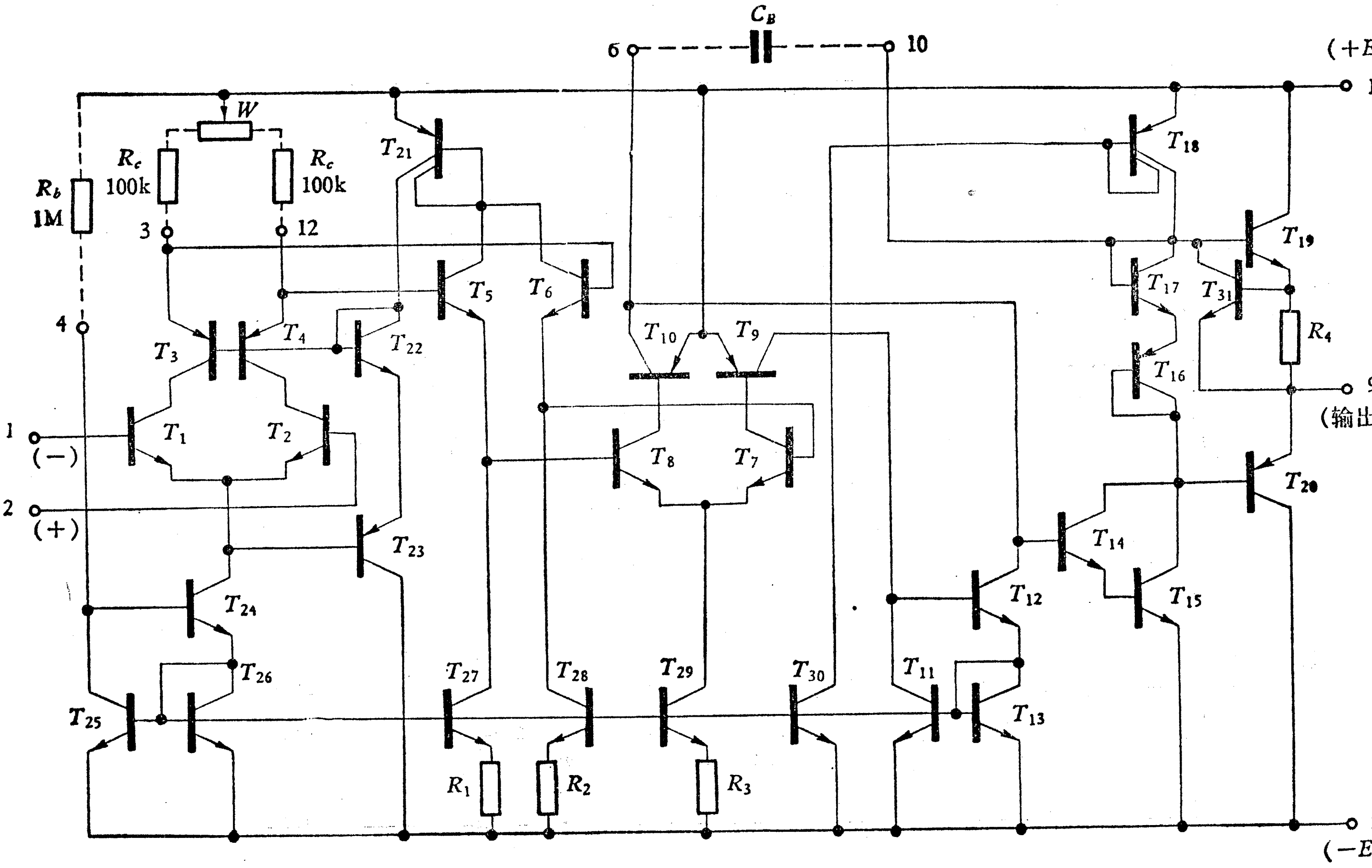


图 3-41 BG312 集成运算放大器

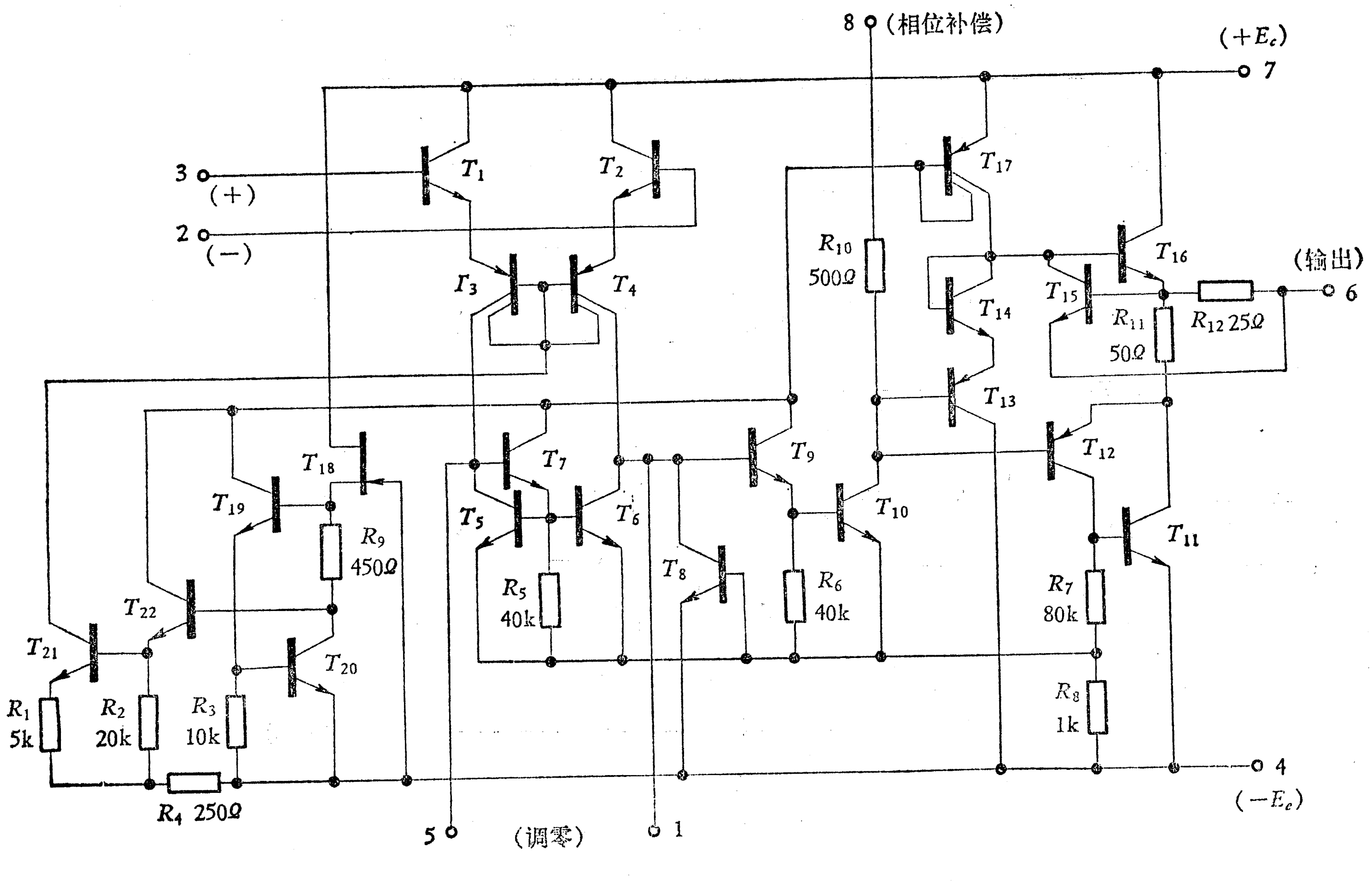


图 3-42 LM101A 集成运算放大器

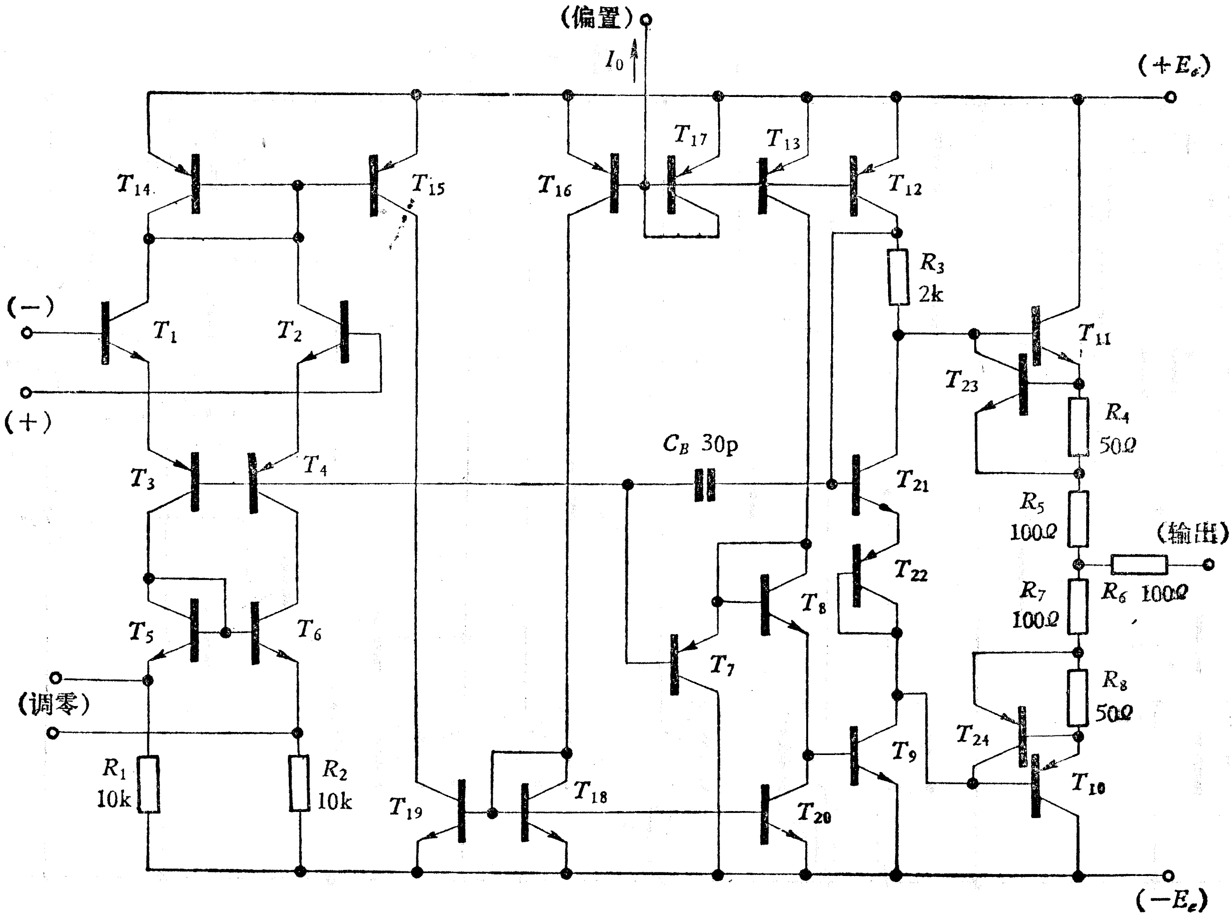


图 3-43 μA776 集成运算放大器

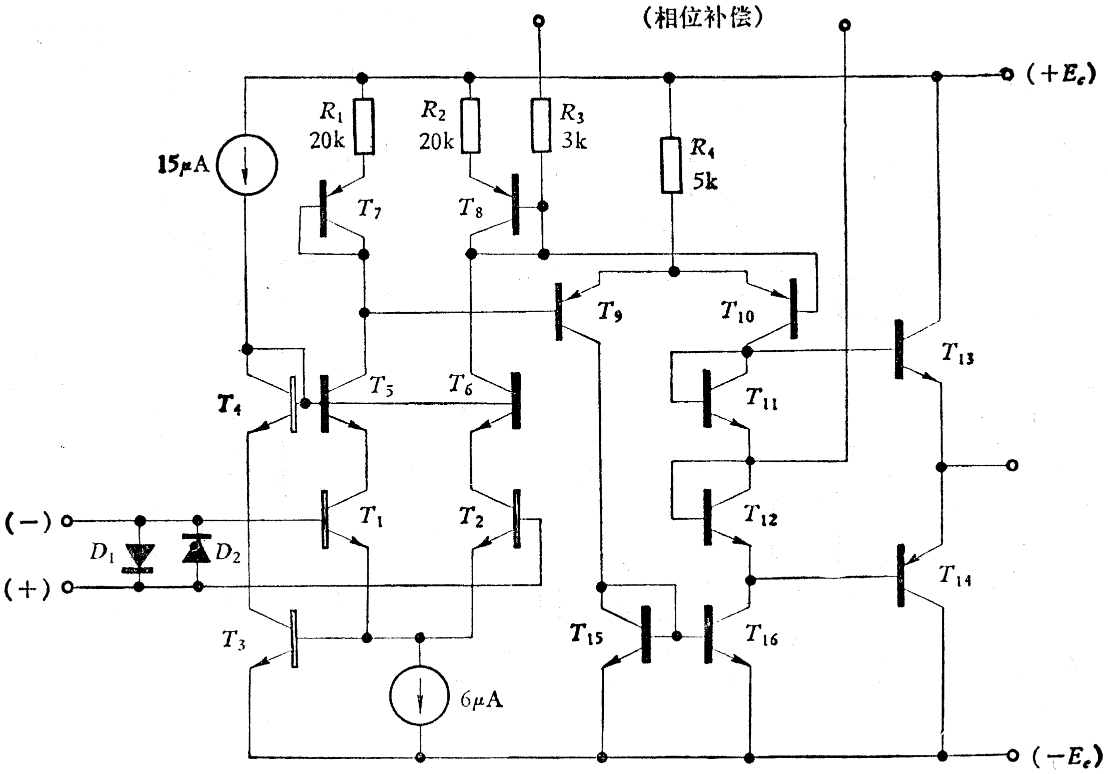


图 3-44 LM108 集成运算放大器

理及其主要特点。

题 3-5 图 3-43 是美国生产的低功耗型集成运算放大器 μA776. 这种电路的一个重要特点是：它的各级静态偏置电流及其部分指标均可由外部设置的偏置电流 I_0 加以控制。表 3-3 是 μA 776 在两种偏置电流下的参数值。试简述电路的工作原理及其主要特点。

题 3-6 LM108 是美国生产的第三代通用型集成运算放大器，图 3-44 是它的电路原理图，图中晶体管 T_1—T_4 为超 β 管，表 3-4 列出了它的主要指标。

（1）简述该电路的工作原理及其主要特点；

（2）计算各级的静态偏置电流。

表 3-4 LM108 的主要指标（典型值，$E_c = E_e = 15$ V，室温 25°C）

参数名称	单位	典型值
输入失调电压	mV	0.7
输入失调电流	nA	0.05
输入偏置电流	nA	0.8
输入失调电压温漂	μV/℃	3.0
输入失调电流温漂	pA/℃	0.5
输入电阻	MΩ	70
大信号电压增益		3×10^5($R_{fz}\geqslant10$kΩ, $U_{sc}=\pm10$V)
输出电压摆幅	V	±14
共模抑制比	dB	100
电源电压灵敏度	dB	96

参 考 文 献

[1] Maidique, M. A., A High-precision monolithic super-bata operational amplifier, *IEEE Solid-state circuits*, Vol. SC-7, No. 6, Dec. 1972.

[2] Jones, D. and Webb, R. W., Chopper-Stabilized operational amplifier combines MOS and bipolar elements on one chip, *Electronics*, Sept. 1973.

[3] Connelly, J. A., Analog Integrated Circuits—Devices, Circuits, Systems, and Applications, John Wiley & Sons, New York, 1975.

[4] Callahan, M., Chopper-Stabilized IC operational amplifiers achieve precisios, speed, economy, *Electronics*, Aug. 1973.

[5] Fairchild, Semiconductor linear design term, New approach to low drift amplifiers, *Microelectronics*, Vol. 4, No., 2, 1972.

[6] Fitchen, F. C., Electronic integrated circuits and systems, Van Nostrand Reinhold Co., 1970.

[7] Roberge, J. K., Operational Amplifiers—Theory and Practice, John Wiley & Sons, New York, 1975.

第四章　几个应用中的问题

当采用集成运算放大器来组成各种应用电路时，为了做到正确使用不同类型的集成运算放大器并充分发挥它们的性能特点，工程技术人员通常还需要进一步了解运算放大器的参数测试、相位补偿和性能扩展等有关问题.

第一节　参 数 测 试

在以集成运算放大器为主要器件的各种测量和控制装置中，为了缩短调试周期和确保装置的可靠性，通常都必须在组装前对集成运算放大器的某些主要参数进行测量和筛选. 然而由于各种应用场合对运算放大器提出的要求不尽相同，因此参数测试的项目和精度也应当有不同的侧重.

一、集成运算放大器的粗测

1. 万用表检查

利用万用表的电阻挡可以大致判断集成运算放大器内部的元件有无损坏，并且帮助我们检查电路的各个管脚(即引出端)序号是否错认. 这些粗略检查对于初学者来说尤显重要.

以 BG305 型集成运算放大器*为例，通过量测 1 端和 12 端、2 端和 3 端、3 端和 11 端的正反向电阻值，可以分别判断晶体管 T_1, T_2 和 T_4 的 $c-b$ 结是否完好；通过量测 4 端和 5 端、6 端和 5 端、10 端和 9 端的正反向电阻值，可以分别判断晶体管 T_{13}—T_{16}, T_7—T_8 和 T_9 的 $b-e$ 结是否完好等等. 此外，还可以分别检查正、负电源引出线(11 端和 5 端)对输出端(9 端)和接地端(7 端)有无短路现象.

对于其他型号的集成运算放大器，也可以根据特定的电路图相应确定检查的办法.

2. 示波器检查

利用普通的直流示波器可以方便地观察到集成运算放大器的开环转移特性曲线. 量测电路如图 4-1 所示.

图中被测电路以 BG305 为例. 单结晶体管 T_1 与晶体管 T_2 组成一个简易的锯齿波信号发生器，这个锯齿波电压一方面送到被测集成运算放大器的同相输入端作为输入信号，另一方面接到示波器的 X 轴输入端作为横轴扫描信号（这时示波器本身的横轴扫描电压应断开）. 被测放大器的输出电压直接接到示波器的 Y 轴输入端，这时在示波器的荧光屏

---

* BG305 的电路详见本书第三章第二节图 3-9.

上观察到的就是放大器的开环转移特性曲线，如图 4-2 所示.

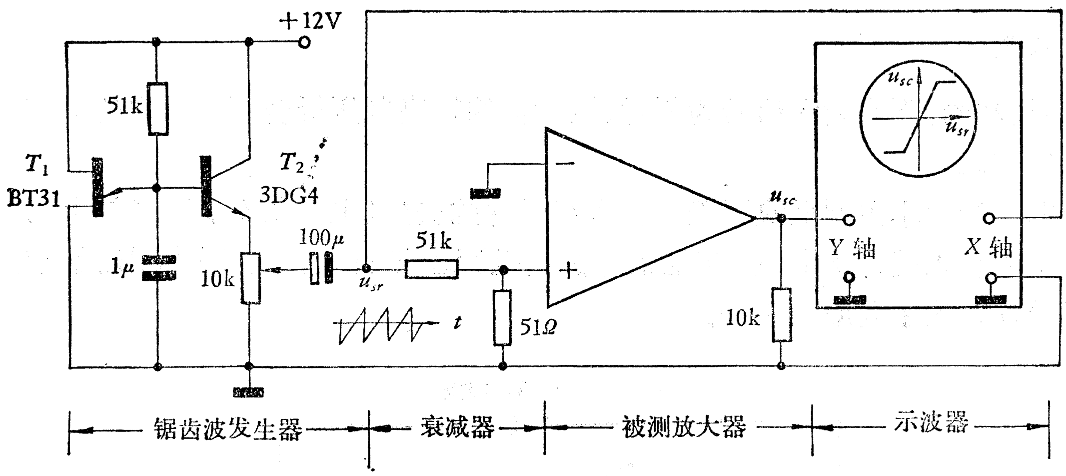


图 4-1 用示波器观察转移特性曲线

利用示波器所观察到的开环转移特性，可以对被测的集成运算放大器进行以下几方面的检查：

（1）能否调零；

（2）正、负方向的输出幅度；

（3）正、负方向的线性度；

（4）开环放大倍数的粗测.

对于某些具有扫描电压输出端钮的示波器（如 SBT-5，SBM-10，SBE-7 等等）来说，示波器内部的扫描电压经过电阻分压器衰减以后可直接作为被测放大器的输入信号，这时测试电路可以简化成图 4-3 所示.

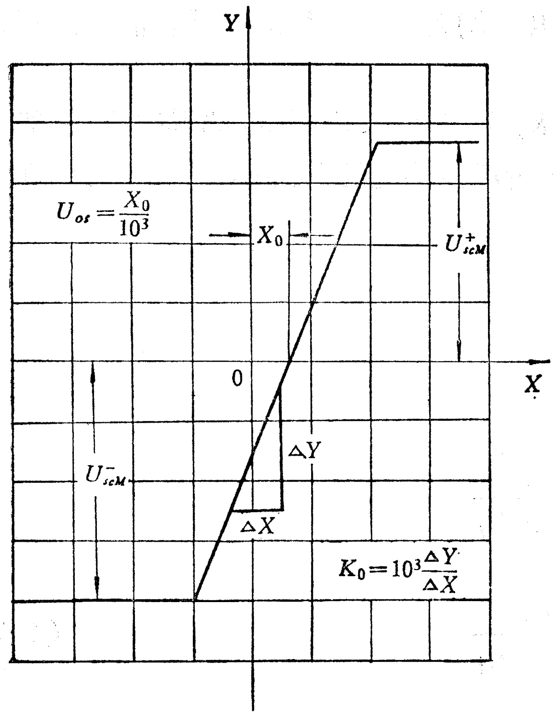


图 4-2 利用示波器检查放大器的部分性能

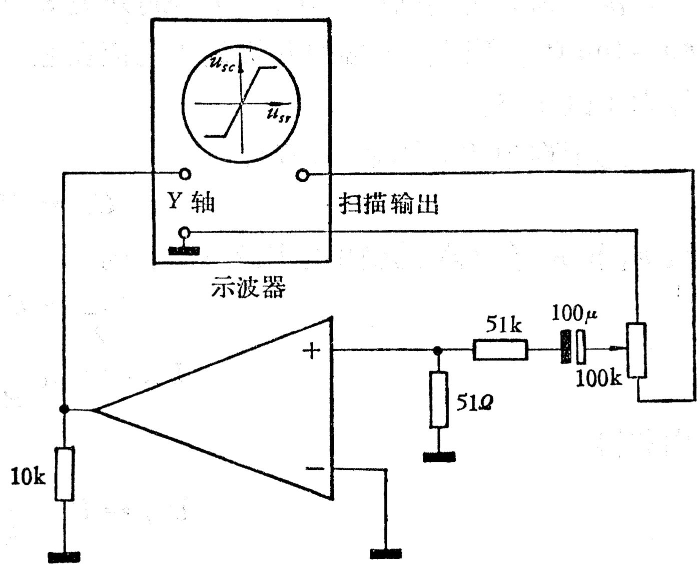


图 4-3 利用示波器的扫描输出电压观察转移曲线

二、主要参数的测试方法

1. 输入失调电压 U_{os}

在常温(25℃)下当输入信号为零时，放大器的输出电压折合到输入端的数值，称为输入失调电压 U_{os}.

失调电压的大小主要反映了差动输入级元件的失配(主要是 U_{be} 和 R_c)程度. 当集成运算放大器的输入端外接电阻（包括信号源内阻）比较低的时候，失调电压及其漂移往往是引起运算误差的主要原因之一.

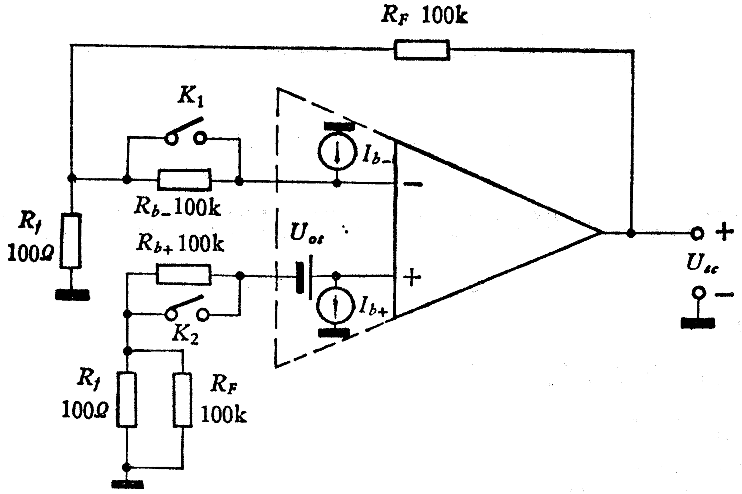


图 4-4 输入偏置电流及输入失调电压、失调电流的测试电路($R_{b+}=R_{b-}=R_b$)

图 4-4 是输入失调电压、失调电流及输入偏置电流的测试电路. 被测放大器的输入失调电压（U_{os}）和两个输入端的基极偏置电流（I_{b-} 和 I_{b+}）分别用恒压源和恒流源仿真. 图中的实线三角形表示一个失调电压和基极偏置电流均为零的理想放大器，而虚线三角形表示被测的实际放大器*.

测量输入失调电压时，图 4-4 中的开关 K_1 和 K_2 全部合上，由于 R_f 选得很小(一般为 50—100 Ω)，所以输入端的基极偏置电流在它两端所产生的电压降远小于 U_{os}，可以在计算中予以忽略.

对于理想放大器来说，应有

$$U_+ = U_-$$

设 K_1 和 K_2 合上时的输出电压为 U_{sc1}，则

$$U_+ \approx U_{os}$$

$$U_- \approx U_{sc1}\frac{R_f}{R_F+R_f}$$

由此得

$$U_{os} = U_{sc1}\frac{R_f}{R_F+R_f} \tag{4-1}$$

---

* 有关仿真的说明详见本书第五章第三节.

在图 4-4 中，$R_F = 10^3 R_f$，因此输入失调电压

$$U_{os} \approx U_{sc1} \times 10^{-3}$$

2. 输入失调电流 I_{os}

在常温(25℃)下当输入信号为零时，放大器两个输入端的基极偏置电流之差称为输入失调电流 I_{os}，有

$$I_{os} = I_{b-} - I_{b+}$$

失调电流的大小反映了差动输入级两个晶体管 β 的失配程度. 当集成运算放大器的输入端外接电阻比较大的时候，失调电流及其漂移将成为运算误差的主要原因.

在测量失调电流时，图 4-4 中的两个开关 K_1 和 K_2 全部断开，由于

$$R_b = R_{b+} = R_{b-} \gg R_f$$

因此基极偏置电流在 R_f 上的电压降可以忽略，设这时放大器的输出电压为 U_{sc2}，同理有

$$\begin{cases} U_+ = U_- \\ U_+ = U_{os} - I_{b+}R_b \\ U_- = U_{sc2}\dfrac{R_f}{R_F + R_f} - I_{b-}R_b \end{cases}$$

将式(4-1)和上列方程组联立求解，得

$$I_{os} = I_{b-} - I_{b+} = (U_{sc2} - U_{sc1})\frac{R_f}{R_F + R_f}\frac{1}{R_b} \tag{4-2}$$

在图 4-4 中，由于 $R_F = 10^3 R_f$，$R_b = 0.1\ \mathrm{M}\Omega$，所以失调电流

$$I_{os} \approx (U_{sc2} - U_{sc1}) \times 10^{-2}\ \mu\mathrm{A}$$

式中，输出电压 U_{sc2}，U_{sc1} 的单位是 V.

必须指出，为了保证量测的精度，电阻 R_{b+} 和 R_{b-} 应当严格匹配. 假设这两个电阻的阻值误差为 $\Delta R_b = R_{b-} - R_{b+}$，基极偏置电流的平均值为 $I_b = \frac{1}{2}(I_{b-} + I_{b+})$，则 R_b 失配所引起的量测误差为

$$\Delta I_{os} = \frac{I_b \Delta R_b}{R_b}$$

若以相对误差表示

$$\frac{\Delta I_{os}}{I_{os}} = \frac{I_b}{I_{os}}\frac{\Delta R_b}{R_b}100\% \tag{4-3}$$

通常有 $I_b \approx 10\, I_{os}$，如果 $\Delta R_b / R_b$ 为 $\pm 10\%$，则由式(4-3)可知，失调电流的量测误差将达到 $\pm 100\%$. 可见，为了保证量测误差不大于 1%，必须要求 R_{b-} 和 R_{b+} 的相对误差在 0.1% 以内.

3. 输入偏置电流 I_b

输入偏置电流通常是指常温(25℃)下输入信号为零时，两个输入端的基极偏置电流的平均值，即

$$I_b = \frac{1}{2}(I_{b-} + I_{b+}) \tag{4-4}$$

I_b 一般在 10 nA—1 μA 的范围内.

在放大器差动输入级的集电极静态工作电流一定的情况下，输入偏置电流的大小直接反映了输入级晶体管的 β 值. 输入偏置电流愈小，不仅表明输入失调电流愈小，而且表明放大器的输入电阻愈高，可见它也是一项重要的技术指标.

利用图 4-4 所示的测试电路，令 K_1 断开，K_2 闭合，设这时放大器的输出电压为 U_{sc3}，则

$$U_{sc3}\frac{R_f}{R_F+R_f}=U_{os}+I_{b-}R_b$$

再利用式(4-1)的结果，得

$$I_{b-}=(U_{sc3}-U_{sc1})\frac{R_f}{R_F+R_f}\frac{1}{R_b} \tag{4-5}$$

同理，在图 4-4 中，令 K_1 闭合，K_2 断开，设对应的放大器输出电压为 U_{sc4}，则

$$U_{sc4}\frac{R_f}{R_F+R_f}=U_{os}-I_{b+}R_b$$

再利用式(4-1)的结果，得

$$I_{b+}=(U_{sc1}-U_{sc4})\frac{R_f}{R_F+R_f}\frac{1}{R_b} \tag{4-6}$$

将式(4-5)和(4-6)相加，即得

$$I_b=\frac{1}{2}(I_{b-}+I_{b+})=\frac{1}{2}(U_{sc3}-U_{sc4})\frac{R_f}{R_F+R_f}\frac{1}{R_b} \tag{4-7}$$

在图 4-4 所给定的元件参数下，被测放大器的输入偏置电流

$$I_b\approx\frac{1}{2}(U_{sc3}-U_{sc4})\times 10^{-2}\ \mu\text{A}$$

式中，输出电压 U_{sc3}, U_{sc4} 的单位是 V.

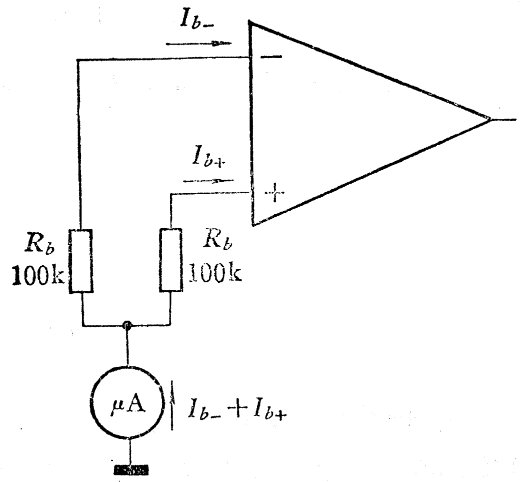


图 4-5 直接在输入端测量输入偏置电流

应当着重指出，只有当放大器的输出电压尚未饱和时，利用图 4-4 的测试电路所获得的各项测量结果才是正确的，否则应考虑更换其中的电阻阻值. 例如，当放大器的输入偏置电流大于 0.1 μA 时，为保证放大器输出电压不饱和，应酌量减小测量电阻 R_b 或反馈电阻 R_F 的阻值. 如果被测放大器的输入偏置电流更大，例如达到 1μA 以上时，输入端的总偏置电流可以采用图 4-5 所示的测量办法，直接在开环放大器的输入端用高灵敏度的微安表读得. 显然，按定义，输入偏置电流 I_b 是微安表读数的一半，即

$$I_b=\frac{1}{2}(I_{b-}+I_{b+})$$

4. 开环电压增益 K_0

放大器在没有外部反馈时的差模直流电压增益简称开环电压增益，它是放大器开环时的输出电压与输入差动电压之比

$$K_0 = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{\Delta U_{sc}}{\Delta U_{sr}}$$

或者用分贝表示：

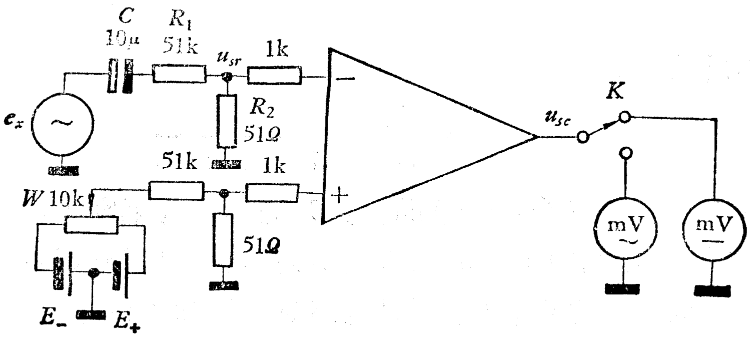
$$20\lg|K_0| = 20\lg\left|\frac{U_{sc}}{U_{sr}}\right| \quad (\mathrm{dB})$$

虽然按定义 K_0 应是信号频率为零的直流放大倍数，但为了测试方便，通常都采用低频（约 100—400 Hz）交流信号进行测量．只要信号频率低于开环放大器的截止频率，上述测量方法就不致引起明显的误差．

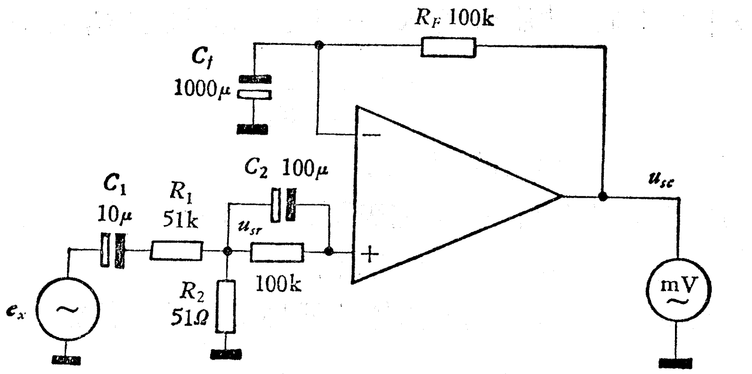
K_0 的测试方法如图 4-6 所示，通常有以下三种：

（1）开环测试

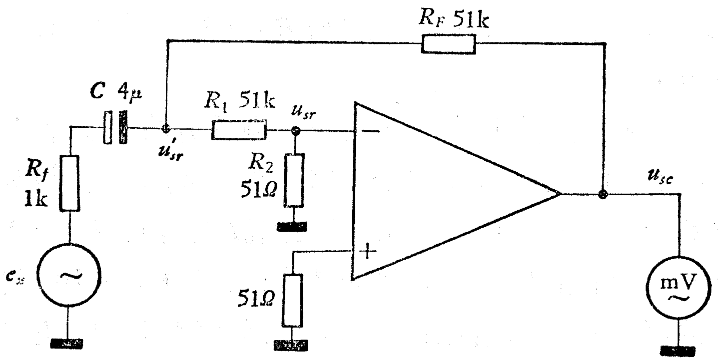
测试电路如图 4-6(a)．测试前一般应通过电位器 W 调零．然后，通过由 R_1，R_2 组成



(a)



(b)



(c)

图 4-6 开环电压增益的测试电路

(a) 开环测试；(b) 直流闭环、交流开环；(c) 交、直流同时闭环．

的衰减器引入交流测试信号，由于交流毫伏表的读数是交流电压的有效值，所以

$$K_0 = \frac{\widetilde{U}_{sc}}{\widetilde{U}_{sr}} = 10^3 \times \frac{\widetilde{U}_{sc}}{\widetilde{E}_x} \tag{4-8}$$

式中的比例系数 10^3 是输入回路的电阻分压系数 $\frac{R_2}{R_1+R_2} \approx \frac{R_2}{R_1} = 10^3$. 图中，电容 C 为隔直电容，同相端的接地电阻(51 Ω)应与 R_2 匹配，以减小输入偏置电流的影响.

这种测试方法只适用于 K_0 不大、漂移又较小的运算放大器，否则输出电压漂移很大，将使测量难于进行.

(2) 直流闭环、交流开环.

为了克服前一种测试方法的缺点，可以采取直流闭环的方式来抑制零漂，同时保持交流开环，以便在交流测试条件下仍能正确反映开环电压增益的大小. 这种测量电路如图 4-6(b) 所示.

这个电路的反馈系数

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_-}{\dot{U}_{sc}} = \frac{1}{1 + j\omega R_F C_f} \tag{4-9}$$

对于零点漂移一类的直流量($\omega = 0$)而言，C_f 的容抗为无穷大，反馈系数等于一，相当于全反馈，从而强迫放大器的输出直流电压近似为零，可以省略调零的麻烦.

根据负反馈放大器的原理，这个测量电路对交流输入信号的电压增益为

$$\dot{K}_F = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = \frac{K_0}{1 + K_0\dot{F}} \tag{4-10}$$

可见，只有当 $|K_0\dot{F}| \ll 1$ 时，才能保证 $\dot{K}_F \approx K_0$. 为此要求 C_f 有很大的电容量，即

$$C_f \gg \frac{K_0}{2\pi f R_F} \tag{4-11}$$

式中，$f = \omega/2\pi$ 是交流输入信号的频率.

式(4-11)的物理意义是很明显的，它表明只有当 C_f 足够大时，才能在测试频率下认为它对交流短路，因而相当于放大器交流开环.

在满足式(4-11)的条件下，被测放大器的开环电压放大倍数

$$K_0 = \frac{\widetilde{U}_{sc}}{\widetilde{U}_{sr}} \approx 10^3 \times \frac{\widetilde{U}_{sc}}{\widetilde{E}_x}$$

式中的比例系数 10^3 仍为输入回路电阻 R_1 和 R_2 的分压系数.

图 4-6(b) 中，同相端电阻 (100 kΩ) 应与 R_F 匹配以减小输入失调电流的影响；电容 C_1 为隔直电容，电容 C_2 作交流旁路用.

直流闭环、交流开环的测试方法虽然比开环测试方法有了某些改进，但是当测量高增益放大器时，由于 C_f 的电容量有限，将造成较大的量测误差. 例如，在图 4-6(b) 所示的元件参数下，若信号频率 $f = 100$ Hz，则当被测放大器的 $K_0 = 10^4$ 时，利用式(4-9)和(4-10)可以求得由 C_f 引起的量测误差约为 1%；而当 $K_0 = 10^5$ 时，量测误差已达 47%. 为了对 $K_0 > 10^5$ 的高增益放大器进行测量，根据式(4-11)应使 $C_f \gg 1600\ \mu$F，要选用容量这么大的电容器，显然是不合理的.

针对这种测试方法的局限性，目前对高增益放大器通常都采用交、直流同时闭环的测试方法，如图 4-6(c) 所示.

(3) 交、直流同时闭环

在图 4-6(c) 的测试电路中，被测放大器一方面通过 R_F 和 R_1, R_2 完成直流闭环，以抑制输出电压的漂移；另一方面通过 R_F 和 R_f 实现交流闭环. 图中，输入回路的电阻 R_1 和 R_2 同时又起输入交流信号分压衰减的作用；同相端接地电阻 (51 Ω) 应与 R_2 匹配，以减小输入偏置电流的影响；电容 C 是隔直电容.

这时，被测放大器的开环电压放大倍数

$$K_0=\frac{\widetilde{U}_{sc}}{\widetilde{U}_{sr}}\approx 10^3\times\frac{\widetilde{U}_{sc}}{\widetilde{U}'_{sr}}$$

式中，比例系数 10^3，还是电阻 R_1 和 R_2 的分压系数.

在这个测试电路中，由于 u'_{sr} 的幅度甚小，为了避免在输入回路中产生交流干扰，以至影响测量结果，从 u'_{sr} 到放大器反相端之间的连接线应当尽可能缩短，地线的接地端也应当仔细选择.

此外，所有这三种测试方法，都应当在测量过程中保证被测放大器始终工作在线性放大区，否则测量结果便会低于 K_0 的实际值. 为此最好利用示波器在放大器的输出端监视 u_{sc} 的波形. 倘若发现波形失真，应适当减小输入信号的幅度.

5. 开环频率特性 $K_0(j\omega)$

无论是为了在应用电路中获得尽可能宽的频带，还是为了选择有效的相位补偿方案，都需了解集成运算放大器的开环频率特性.

$K_0(j\omega)$ 定义为放大器在未接外部反馈的情况下输出电压与输入电压的复数符号之比：

$$\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=K_0(j\omega)=K_0(\omega)e^{j\phi_0(\omega)} \qquad (4-12)$$

式中，$K_0(\omega)$ 称为放大器的开环幅频特性，它定义为不同频率下开环放大器输出电压与输入电压的有效值之比：

$$K_0(\omega)=\frac{U_{sc}}{\widetilde{U}_{sr}} \qquad (4-13)$$

$\phi_0(\omega)$ 称为放大器的开环相频特性，它定义为不同频率下开环放大器输出电压与输入电压的相位差：

$$\phi_0(\omega)=\varphi_{sc}-\varphi_{sr} \qquad (4-14)$$

工程上通常采用对数形式来表示放大器的幅频特性，即有

$$L_0(\omega)=20\lg K_0(\omega) \qquad (4-15)$$

$L_0(\omega)$ 称为放大器的开环对数幅频特性，取分贝 (dB) 为单位.

由于在最小相位系统[1]中，系统的对数幅频特性和相频特性具有一一对应关系，所以为了掌握集成运算放大器的开环频率特性，通常只需要测量它的对数幅频特性. 测量方法和图 4-6 相同. 改变信号源 e_x 的频率，在不同频率下记录输出电压与输入电压的幅值之比 ($\widetilde{U}_{sc}/\widetilde{U}_{sr}$)，然后利用式(4-13)和(4-15)即可绘制放大器的开环对数幅频特性曲线.

6. 差模输入电阻 r_d

差模输入电阻是指运算放大器在开环条件下从两个差动输入端视入的动态电阻. 通

常也采用低频交流信号进行量测，测量方法分为放大器开环和直流闭环、交流开环两种，详见图 4-7。

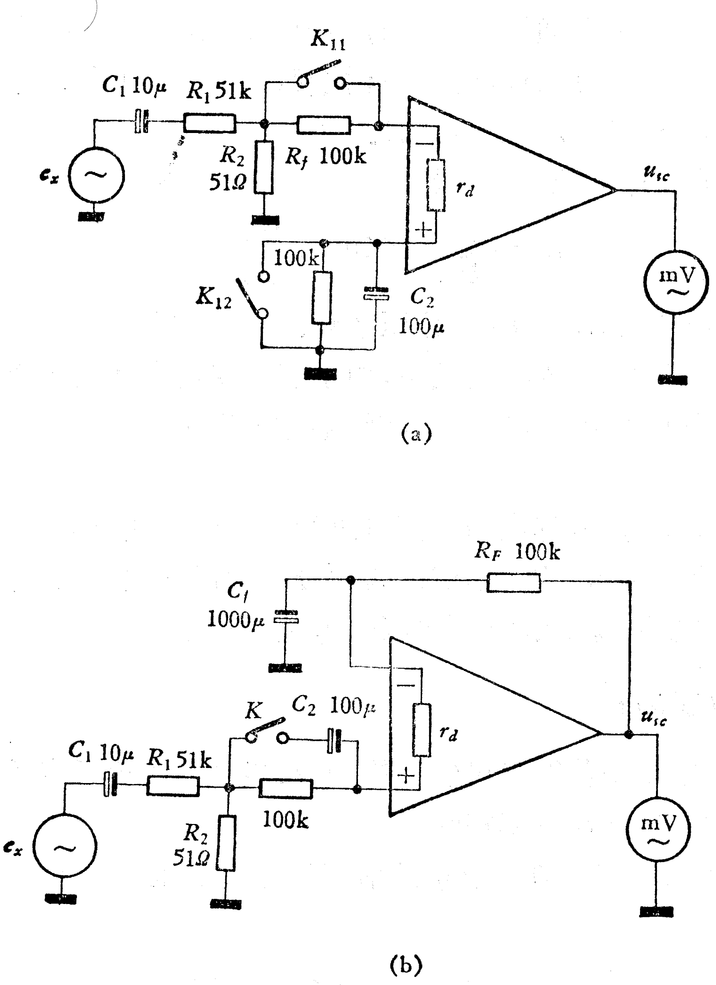


图 4-7 差模输入电阻的测试电路

(a) 开环测试； (b) 直流闭环、交流开环.

在图 4-7(a) 所示的开环测试电路中，设开关 K_{11} 和 K_{12} 同时断开时的输出电压为 $\widetilde{U}_{sc1}$，K_{11} 和 K_{12} 同时闭合时的输出电压为 $\widetilde{U}_{sc2}$，则放大器的差模输入电阻

$$r_d = \frac{R_f \widetilde{U}_{sc1}}{\widetilde{U}_{sc2} - \widetilde{U}_{sc1}} \tag{4-16}$$

显然，当 $R_f = r_d$ 时，$\widetilde{U}_{sc2} = 2\,\widetilde{U}_{sc1}$. 可见，为了保证一定的测量精度，至少应使 R_f 和 r_d 的阻值具有相同的数量级. 但 R_f 选得太大，不仅增加了输入失调电流的影响，造成调零的困难，而且容易引起高增益放大器的寄生振荡或严重干扰，也会增加测量的误差. 所以这种开环测试方案通常只适用于被测放大器的输入电阻不太高的场合.

直流闭环、交流开环的测试电路如图 4-7(b) 所示，它的原理和图 4-6(b) 一样. 这种测量方案的好处是避免了调零的麻烦，它的测量结果仍按公式(4-16)计算.

7. 输出电阻 r_{sc0}

在开环条件下，从放大器输出端和地端视入的动态电阻叫作输出电阻. 输出电阻是衡量放大器输出端负载能力的一个重要参数.

输出电阻可以采用开环测试方法，也可以采用直流闭环、交流开环的测试方法，后一

种测试电路如图 4-8 所示．它和图 4-6(b) 的测试电路基本相同，只是在放大器的输出端增加了一条由负载电阻 R_{fz} 和开关 K 串联组成的支路．

设开关 K 断开时的开路输出电压为 $\tilde{U}_{sc1}$，K 闭合时的输出电压为 $\tilde{U}_{sc2}$，由于 R_F 比 r_{sc0} 和 R_{fz} 都大得多，因此

$$\tilde{U}_{sc1} \approx \tilde{E}_{sc}$$

$$\tilde{U}_{sc} \approx \frac{\tilde{E}_{sc} R_{fz}}{r_{sc0} + R_{fz}}$$

所以放大器的开环输出电阻

$$r_{sc0} \approx \frac{\tilde{U}_{sc1} - \tilde{U}_{sc2}}{\tilde{U}_{sc2}} R_{fz} \tag{4-17}$$

显然，当 $R_{fz} = r_{sc0}$ 时，$\tilde{U}_{sc2} \approx \frac{1}{2} \tilde{U}_{sc1}$。

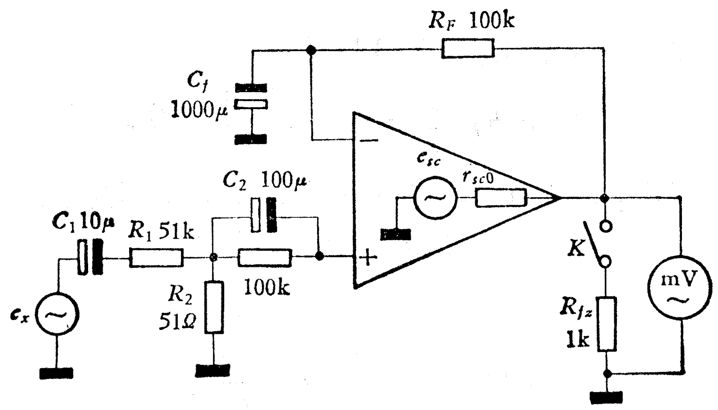


图 4-8 开环输出电阻的测试电路

8. 共模抑制比

运算放大器的差模放大倍数 K_0 与共模放大倍数 K_c 之比，叫做共模抑制比

$$\mathrm{CMRR} = \frac{K_0}{K_c} \tag{4-18a}$$

通常取对数以分贝 (dB) 为单位表示

$$\mathrm{CMRR(dB)} = 20 \lg \frac{K_0}{K_c} \tag{4-18b}$$

共模抑制比是衡量放大器对共模信号抑制能力高低的一项重要指标．它的重要性不仅因为在许多应用电路中要求抑制输入信号中夹带的共模干扰，而且因为当信号从同相端输入时，一般来说运算放大器的两个输入端将出现较大的共模信号，如果放大器的共模抑制比不高的话，这些共模输入信号就会引起较大的运算误差．

图 4-9 是共模抑制比的测试电路，被测放大器接成闭环，信号源输入低频交流信号．由图得

$$\begin{cases} \dot{U}_+ = \dfrac{\dot{U}_{sr} R_{t2}}{R_{t1} + R_{t2}} \\ \dot{U}_- = \dfrac{R_F \dot{U}_{sr} + R_f \dot{U}_{sc}}{R_F + R_f} \\ \dot{U}_{sc} = \dfrac{1}{2} \dot{K}_c(\dot{U}_+ + \dot{U}_-) + \dot{K}_0(\dot{U}_+ - \dot{U}_-) \end{cases}$$

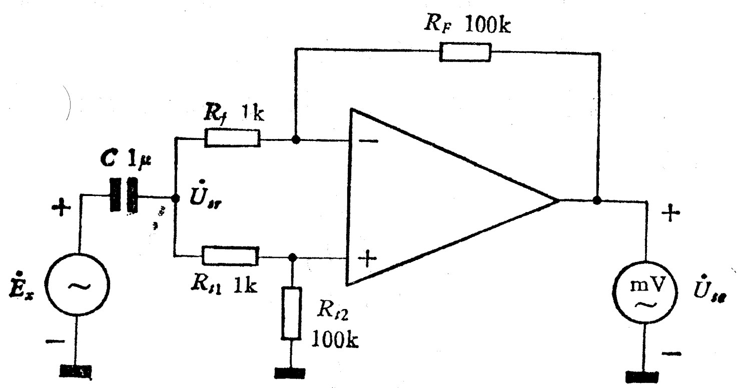


图 4-9 共模抑制比的测试电路

式中，$\frac{1}{2}(\dot{U}_+ + \dot{U}_-)$ 为放大器的共模输入电压；$(\dot{U}_+ - \dot{U}_-)$ 为差模输入电压。

由于 $R_{t2} = R_F$，$R_{t1} = R_f$，解上列方程组得

$$\dot{U}_{sc}\left[R_F + R_f\left(1 + \dot{K}_0 - \frac{\dot{K}_c}{2}\right)\right] = \dot{U}_{sr}R_F\dot{K}_c$$

通常有 $|\dot{K}_0| \gg |\dot{K}_c|$，$|\dot{K}_0| \gg 1$，以及 $|1 + \dot{K}_0|R_f \gg R_F$，因此近似得

$$\dot{U}_{sc}R_f\dot{K}_0 \approx \dot{U}_{sr}R_F\dot{K}_c$$

所以

$$\text{CMRR} = \left|\frac{\dot{K}_0}{\dot{K}_c}\right| = \frac{\dfrac{R_F}{R_f}}{\left|\dfrac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}\right|} \tag{4-19}$$

(4-19)*

在图 4-9 的测试电路中，选定 $R_F = 100R_f$，所以式(4-19)可表为

$$\text{CMRR(dB)} = 20\lg\left(\frac{\tilde{U}_{sr}}{\tilde{U}_{sc}} \times 100\right)$$

通过输出电压与输入电压的有效值量测，可以算出被测放大器的共模抑制比。

必须着重指出，在上述测试方法中，CMRR 的测量精度在很大程度上依赖于 R_{t2} 与 R_F，R_{t1} 与 R_f 这两对电阻的匹配精度。假设这两对电阻的匹配误差为

$$\delta = \frac{R_{t2} - R_F}{R_F} = \frac{R_{t1} - R_f}{R_f}$$

---

* 根据第五章第四节的分析，可以证明图 4-10 所示的差动放大器的闭环差模增益为

$$\dot{K}_F = \frac{R_F}{R_f}$$

而在图 4-9 中，由于两个输入端短接，所以这时放大器的输出电压其实反映了闭环下放大器的共模增益，即

$$\dot{K}_{Fc} = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}$$

可见，式(4-19)又可表为

$$\text{CMRR} = \left|\frac{\dot{K}_0}{\dot{K}_c}\right| = \left|\frac{\dot{K}_F}{\dot{K}_{Fc}}\right|$$

也就是说，放大器在开环条件下的差模增益与共模增益之比完全可以通过闭环方式测得的差模增益与共模增益之比来表示。

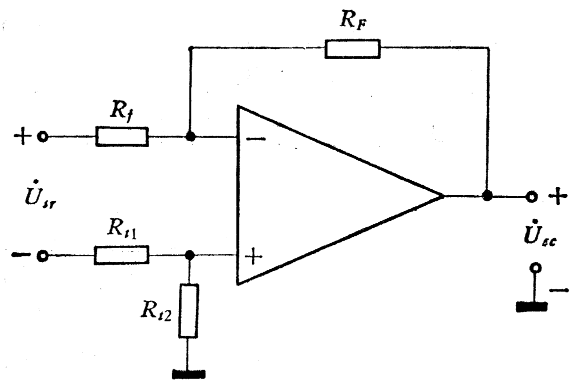


图 4-10 差动放大器
($R_{t1} = R_f$，$R_{t2} = R_F$)

则根据本书第五章公式(5-103)，单纯由电阻失配引起的共模抑制比为

$$\mathrm{CMRR}_R = \frac{1+K_F}{4\delta}$$

考虑了这项误差以后，实际量测到的共模抑制比 CMRR′ 据公式(5-104)可表为

$$\mathrm{CMRR}' = \frac{\mathrm{CMRR}}{1+\dfrac{\mathrm{CMRR}}{\mathrm{CMRR}_R}}$$

在图 4-9 的测试电路中 $K_F = \dfrac{R_F}{R_f} = 100$，如果电阻匹配的误差为 $\delta = 1\%$，则

$$\mathrm{CMRR}_R \approx 2500$$

假设被测放大器的共模抑制比 $\mathrm{CMRR} = 10^4$，则由于电阻失配而实际测到的共模抑制比为

$$\mathrm{CMRR}' \approx 2000$$

测量误差竟达－80%.

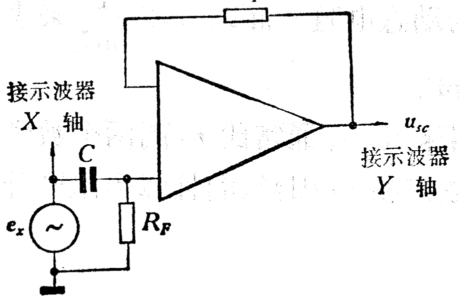
由此可见，如果被测放大器的共模抑制比在 80 dB 左右，规定测量误差为 10%，则电阻的匹配误差应小于 0.025%；如果被测放大器的 CMRR 更高，则电阻的匹配精度还要进一步提高. 当然，为了减小电阻失配对测量结果的影响，可以适当加大测量电路的闭环差模增益 K_F，但 K_F 过大，闭环测试方案的优点也随之丧失.

9. 共模输入范围 U_{cM}

运算放大器所能承受的最大输入共模电压称为共模输入范围. 如果输入共模电压超过这个限制，运算放大器的共模抑制比将显著下降，甚至会出现“锁死”现象或造成永久性损坏.

严格地讲，U_{cM} 是指运算放大器在电压跟随器组态下使输出电压产生 1% 跟随误差时的共模输入电压幅值.

U_{cM} 的测试原理如图 4-11(a) 所示，被测放大器接成闭环增益等于一的电压跟随器. 如果将电压跟随器的输入电压 e_x 和输出电压 u_{sc} 分别接到示波器的 X 轴与 Y 轴输入端，便可以在示波器的荧光屏上直接观察到电压跟随器的转移特性曲线，如图 4-11(b) 所示. 图中 $\pm U_{cM}$ 即为共模输入范围.



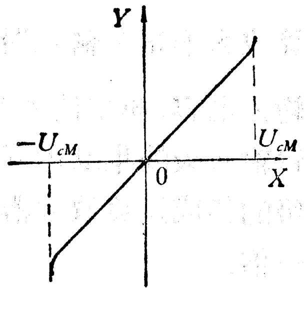


图 4-11 共模输入范围的测试

(a) 测试电路； (b)示波图.

10. -3dB 带宽 f_0 和单位增益带宽 f_c

当开环差模增益下降到直流增益值(K_0)的 0.707 倍时所对应的频带宽度 f_0，称为运算放大器的 -3 dB 带宽，f_0 又称为截止频率.

当开环差模增益下降到一(即 $L_0=0$ dB)时的频带宽度 f_c，称为运算放大器的单位增益带宽(或 0 dB 带宽)，f_c 又称为剪切频率.

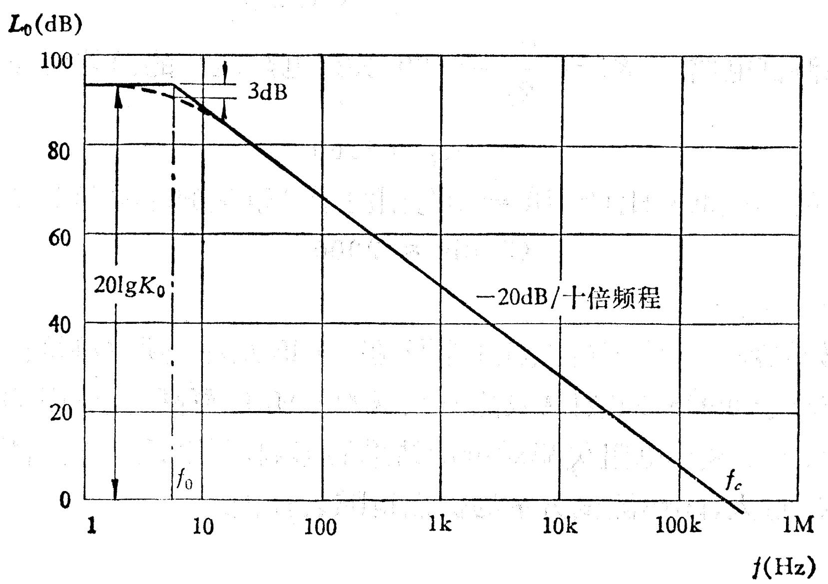


图 4-12　单极点频率特性

f_0 和 f_c 都是运算放大器的小信号频率参数，它们通常可以从放大器的开环对数幅频特性曲线上直接读取. 经过相位补偿以后通用型集成运算放大器往往具有如图 4-12 所示的单极点频率特性，显然这时 f_c 和 f_0 将满足如下关系:

$$f_c = K_0 f_0 \qquad (4\text{-}20)$$

如果已知 K_0 和其中任意一个频率参数，便可以推算出另一个频率参数.

$K_0 f_0$(或 $1\times f_c$)又称为运算放大器的增益带宽积.

以上介绍的是集成运算放大器常用的十个特性参数的定义和有关测试方法. 对于其他参数只说明它们的定义，而不再详细讨论它们的测试方法.

11. 共模输入电阻 r_c

定义为运算放大器每个输入端对地的动态电阻. 而以 $r_c /\!/ \dfrac{1}{j\omega C_c}$ 来表示共模输入阻抗 Z_c，C_c 为共模输入电容，典型值为 5—25 pF.

对于晶体管输入级的集成运算放大器来说，r_c 通常比 r_d 高两个数量级左右. 而采用场效应管输入级的集成运算放大器 r_c 的数值和 r_d 相当，而且每当温度升高 10℃ 时，它们的阻值约减小一倍.

12. 差模输入范围 U_{dM}

定义为运算放大器反相与同相输入端之间所能承受的最大电压差. 超过这个电压，输入级某一侧的晶体管将出现 PN 结反向击穿，从而使运算放大器的输入特性明显恶化，

甚至可能造成永久性损坏.

13. 额定输出电压 U_{scM}

这是指在标称电源电压和额定输出电流的情况下，为保证输出波形不出现明显的削波或非线性失真，运算放大器所能提供的最大输出电压峰值. U_{scM} 又称为运算放大器输出电压的最大摆幅.

14. 额定输出电流 I_{scM}

这是指额定输出电压下集成运算放大器所能提供的最大输出电流. 应当注意，也可以使用小于 U_{scM}/I_{scM} 的负载电阻，但这时 U_{scM} 的数值将相应降低，输出波形的畸变增大，同时放大器的开环直流增益 K_0 将下降.

15. 静态功耗 P_c

这是指输入信号为零时放大器消耗的总功率，通常定义为

$$P_c = E_c I_+ + E_e I_- \tag{4-21}$$

式中 I_+ 和 I_- 分别为正、负电源所提供的总电流.

16. 电源电压灵敏度 SUR

当输入电压为零时，放大器的输出电压将受电源电压变化的影响，通常将这种输出电压的变化折合到输入端，以集成运算放大器输入端的等效失调电压与电源电压的变化量之比来定义 SUR，即

$$\mathrm{SUR} = \left|\frac{\Delta U_{os}}{\Delta(E_c + E_e)}\right| \tag{4-22}$$

SUR 有时又称为电源电压抑制比.

根据电源电压灵敏度的指标往往可以对运算放大器的电源稳定性提出相应的要求. 因为在已知 SUR 的情况下，不难利用式(4-22)直接算出电源电压的漂移或交流纹波在运算放大器输入端所造成的影响.

17. 最大功率带宽 f_P

在正弦输入电压的作用下，如果接成单位增益组态的集成运算放大器其输出电流和输出电压分别达到额定值，则使输出波形的畸变为规定值（通常为 1%）所对应的频带宽度称为最大功率带宽 f_P，又称为全功率响应.

应当指出，f_P 和小信号频率参数 f_0, f_c 不同，它是描述集成运算放大器在大信号工作条件下的一种频率参数.

18. 上升速率 SR

它是指运算放大器在额定输出电压下输出电压的最大变化速率. 当反馈深度不同时，这个指标出入较大，因此通常所指的上升速率也是在单位增益组态下的指标.

在大信号工作条件下，集成运算放大器的频率特性和瞬态特性都和小信号时有很大

区别．在大信号作用下，特别是当输入信号作大幅度跳变时，集成运算放大器的输入级电路通常都会发生瞬时饱和或截止的现象．从频率特性来看，将使大信号带宽低于小信号带宽；而从瞬态特性来看，将使放大器的输出电压不能即时跟随输入电压作阶跃变化，这就是所谓的“上升速率限制”现象．

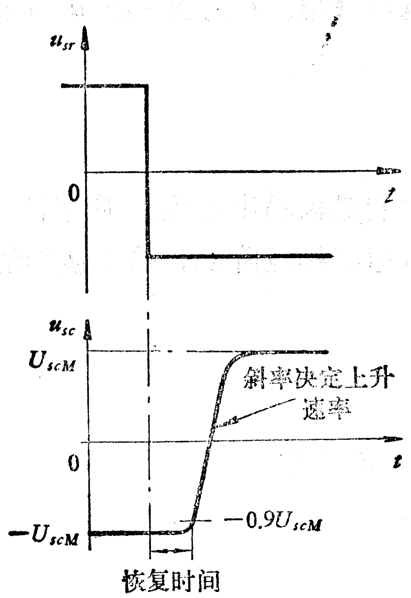


图 4-13　大信号阶跃特性

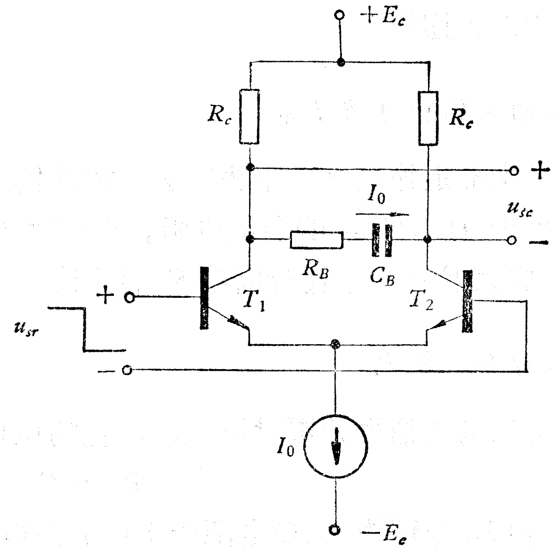


图 4-14　上升速率由 C_B 的充电电流所限定的情况

影响上升速率的主要原因是运算放大器的相位补偿电容和各级晶体管的极间电容只能以它们的驱动电路所限定的电流来充电．放大器的大信号阶跃特性如图 4-13 所示．对于一个已经饱和(或截止)的放大器来说，必须经过一段过载恢复时间才能对输入信号进行响应，因此它的输出电压只有在电路中的电容被充电以后才可能跟随输入电压作线性响应，并最终达到相反极性的饱和．输出电压的上升速率就定义为输出瞬态特性线性区的斜率．

上升速率受到电容充电电流限制的情况可以用图 4-14 来说明．图中 R_B，C_B 是跨接在差动输入级两个集电极之间的相位补偿网络．假设在 $t=0$ 的瞬间，T_1 由饱和转变为截止，T_2 由截止转变为饱和，如果不考虑各种电容的充放电过程，对应的输出电压将产生正的阶跃变化．现在以相位补偿电容 C_B 为主，它的最大充电电流为输入级的发射极恒流源 I_0 所限定．因此放大器的输出电压由下式所决定：

$$u_{sc}(t) = U_{sc}(0^+) + \frac{1}{C_B}\int I_0\, dt$$

输出电压的上升速率为

$$\mathrm{SR} = \frac{du_{sc}}{dt} = \frac{I_0}{C_B} \tag{4-23}$$

它表明，上升速率与 C_B 成反比，而与 I_0 成正比．

实际上上升速率 SR 和最大功率带宽 f_P 这两个指标是紧密联系的．因为正是有限的上升速率决定了集成运算放大器在额定输出功率时的带宽．假设输出电压为

$$u_{sc}(t) = U_{scm}\sin\omega t$$

它的变化速率为

$$\frac{du_{sc}}{dt}=\omega U_{scm}\cos\omega t$$

可见在 $t=0$ 时,正弦输出电压的变化速率达到最大值,它为上升速率 SR 所限制

$$\mathrm{SR}=\left|\frac{du_{sc}}{dt}\right|_{\max}=\left.\frac{du_{sc}}{dt}\right|_{t=0}=\omega U_{scm}=2\pi f U_{scm}$$

设放大器的额定输出电压为 U_{scM},则 f_P 与 SR 的关系可表为

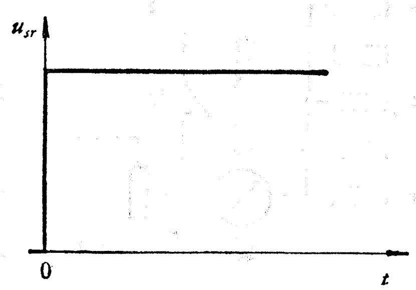
$$f_P=\frac{\mathrm{SR}}{2\pi U_{scM}} \tag{4-24}$$

式(4-24)描述了集成运算放大器在大信号工作条件下,时间域特性 SR 和频率域特性 f_P 之间的关系. 举例来说,如果某集成运算放大器的 $\mathrm{SR}=0.6\ \mathrm{V}/\mu\mathrm{s}$,它的额定输出电压为 $U_{scM}=12\mathrm{V}$,则为保证在额定功率下输出不失真的正弦电压,要求输入信号的频率不得高于 $f_P\approx 8\mathrm{kHz}$.

19. 建起时间 t_s

它是指一个闭环放大器在阶跃输入作用下的过渡过程时间. 为了便于比较,通常规定集成运算放大器接成单位增益组态,输入阶跃电压的幅值为 10 V,误差带(见图 4-15)为输出幅度的 $\pm 0.1\%$.

建起时间 t_s 通常由放大器的上升速率 SR 和小信号频率特性(严格讲应是回路增益的剪切频率和相角稳定储备*)所限定. 因此单独用 SR 和 f_0 都不能确切表达 t_s 的大小.



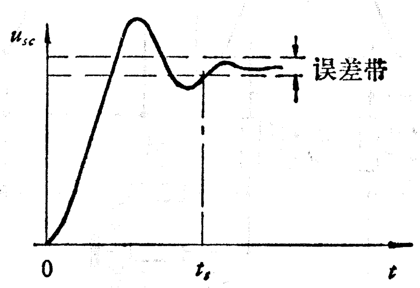


图 4-15 阶跃过渡特性的建起时间 t_s

总的来说,上升速率和建起时间这两个指标是从不同的角度上综合地描述了集成运算放大器的瞬态特性,但是它们之间又有区别,不能互相取代.

20. 输入端等效噪声电压 U_{srN}

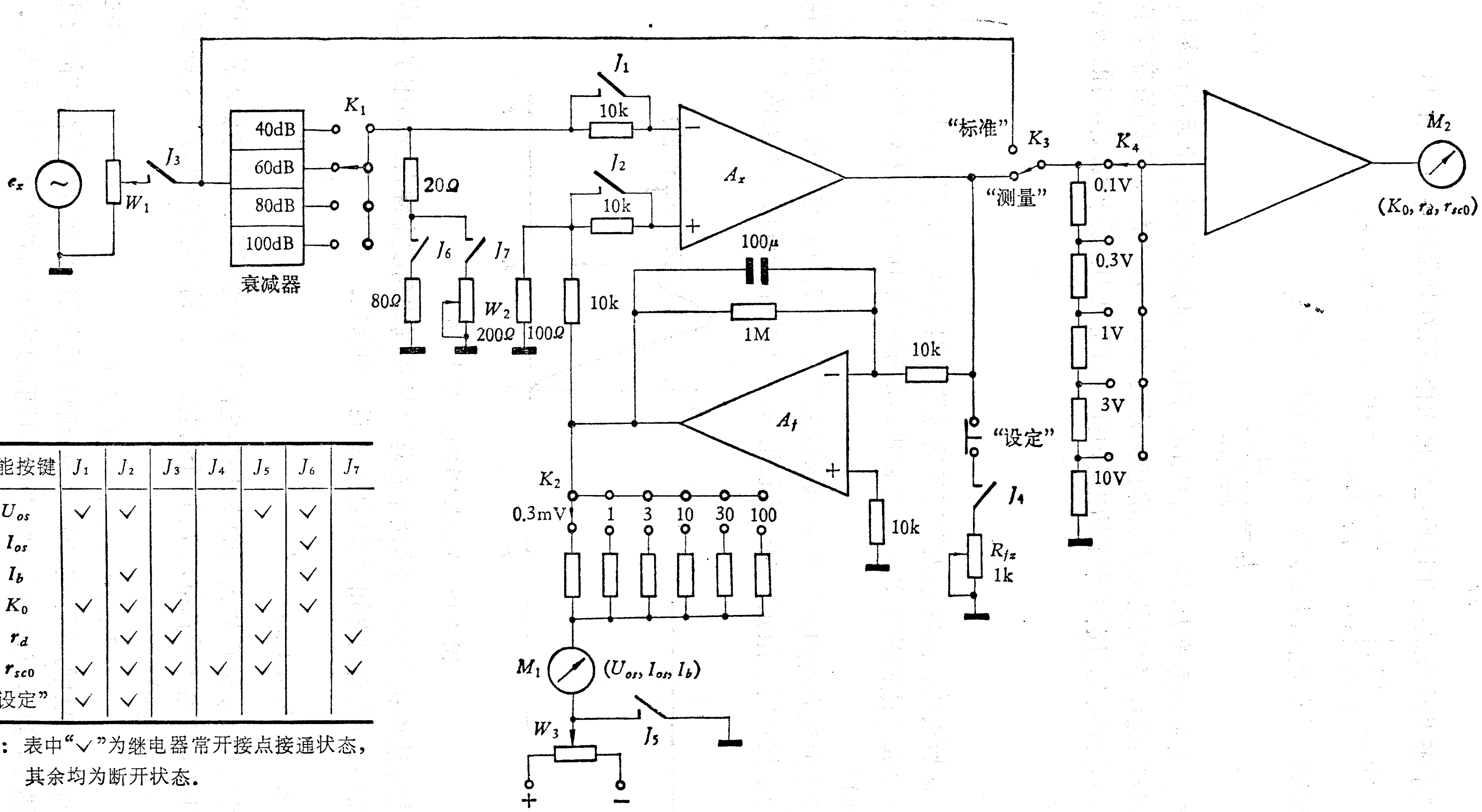
在处理低电平信号时,运算放大器的噪声往往上升为主要矛盾. 运算放大器的噪声包含输入噪声电压 U_N 和输入噪声电流 I_N 两个分量. 如果信号源内阻为 R_x,则它们折合到输入端的等效噪声电压为

$$U_{srN}=\sqrt{U_N^2+(I_N R_x)^2} \tag{4-25}$$

显然,当信号源的内阻增大时,电流噪声的影响将随之增大,因此在高阻抗的应用条件下,为降低等效噪声电压,应采用输入噪声电流较低的场效应管输入级运算放大器.

---

* 关于回路增益,以及它的剪切频率和相角稳定储备等概念,详见本章第二节.



功能按键	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7
U_{os}	✓	✓			✓	✓	
I_{os}						✓	
I_b		✓				✓	
K_0	✓	✓	✓		✓	✓	
r_d		✓	✓		✓		✓
r_{sc0}	✓	✓	✓	✓	✓		✓
“设定”	✓	✓					

注：表中“✓”为继电器常开接点接通状态，其余均为断开状态。

图 4-16　采用辅助放大器的运算放大器测试器原理图

三、利用辅助放大器的测试方法

在前面介绍的测试方法中，各种参数的测试电路差别很大，不利于实现参数的自动测试. 为了解决这个矛盾，可以采用辅助放大器进行测试，这种测试方法的优点是通用性强，适用于增益水平不同的各种集成运算放大器，精度高，操作方便，并为实现参数测试的自动化创造了有利条件.

图 4-16 是采用辅助放大器的测试器原理图. 它具有测量 U_{os}, I_{os}, I_b, K_0, r_d, r_{sc0} 等六个参数的功能按键，它们之间具有连锁关系，以保证在任一时刻只能有一个功能按键被按下. 此外还有一个可以自动复位的“设定”按键. “设定”按键和六个功能按键共同控制七个继电器 J_1—J_7 的通断.

测试器还具有可供被测放大器使用的可调电源（$+E_c$ 和 $-E_c$），设有测量电源电压和供电电流（I_+ 和 I_-）的电压表和电流表，这部分电路和仪表在图中均予省略. 因此，测试器还可以用来测量共模抑制比、电源电压灵敏度和静态功耗等参数.

图 4-16 中：

e_x——正弦波信号源，振荡频率 $f = 1$ kHz；

A_x——被测集成运算放大器，它通过外接的专用插座和测试器连接；

A_f——辅助放大器，系性能良好的集成运算放大器；

M_1——指示 U_{os}, I_{os}, I_b 等参数的电表；

M_2——指示 K_0, r_d, r_{sco} 等参数的电表；

K_1——输入信号衰减选择开关；

K_2——电表 M_1 的量程转换开关；

K_3——“标准-测量”选择开关；

K_4——电表 M_2 的量程转换开关.

下面分别就各参数的测试步骤和原理进行介绍.

1. 输入失调电压 U_{os}

按下 U_{os} 的功能按键，电表 M_1 的电压读数经反号后即为被测放大器的 U_{os} 值.

此时，继电器 J_1, J_2, J_5, J_6 的常开触点闭合，测试电路可以用图 4-17 表示. 由于辅助放大器 A_f 接成反相比例运算电路，它的闭环放大倍数为

$$\frac{U_{scf}}{U_{scx}} = -\frac{R_F}{R_f} = -100$$

U_{scf} 经电阻 R_2 和 R_1 分压得到被测放大器 A_x 的反馈电压

$$U_F = \frac{R_1}{R_2 + R_1} U_{scf} \approx \frac{R_1}{R_2} U_{scf} = \frac{1}{100} U_{scf}$$

如果将 A_f 和 R_2, R_1 看作是被测放大器 A_x 的反馈通道，则不难看到 A_x 的反馈系数

$$F_x = \frac{U_F}{U_{scx}} = \frac{U_F}{U_{scf}} \frac{U_{scf}}{U_{scx}} = -1$$

说明这种电路结构对于被测放大器 A_x 来说，相当于一个闭环增益为一的电压跟随器. 如

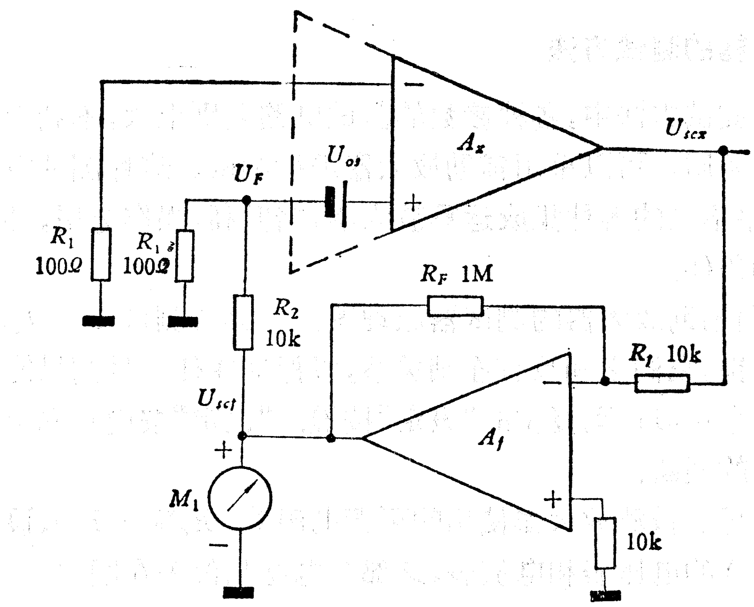


图 4-17 测试 U_{os} 时的等效电路

果忽略失调电流的影响，则由于深度负反馈，必然有反馈电压几乎等于输入电压，即

$$U_F \approx -U_{os}$$

或

$$U_{os} = -\frac{U_{scf}}{100}$$

如果电表 M_1 就是按照 $U_{scf}/100$ 来刻度的，那么将这时 M_1 的读数反号即为被测放大器的 U_{os} 值.

2. 输入失调电流 I_{os}

按下功能按键 I_{os} 和“设定”按键，调节电位器 W_3，使电表 M_1 的指示为零；然后放开“设定”按键，这时 M_1 的电流读数经反号后即为 I_{os}.

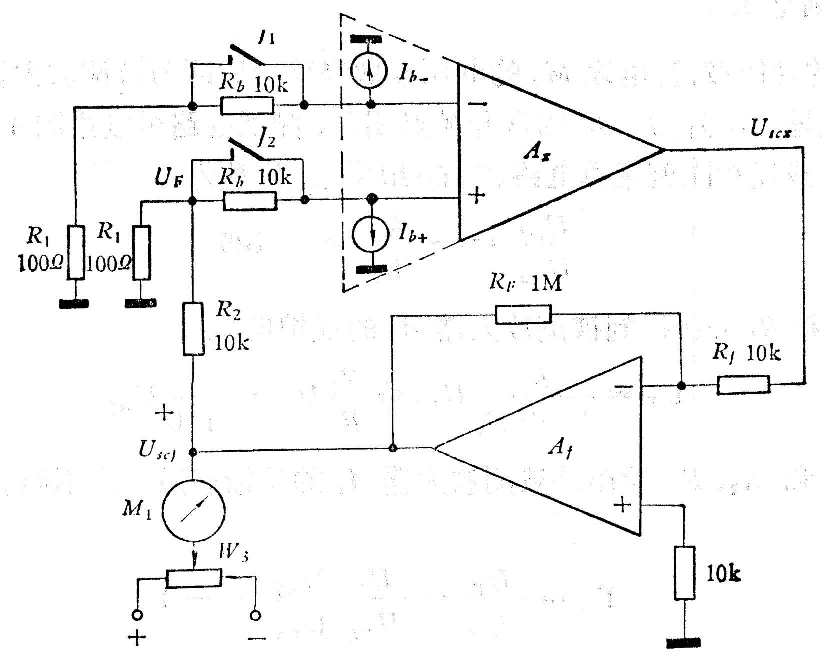


图 4-18 测试 I_{os} 时的等效电路

由图 4-16 可知，当按下功能按键 I_{os} 时，继电器 J_6 的常开触点闭合，对应的测试电路可以用图 4-18 表示.

当按下"设定"按键时，图中继电器 J_1，J_2 的常开触点闭合，将测量电阻 R_b 短路，通过调节电位器 W_3 使电表 M_1 指零，以便消除 U_{os} 以及 I_{os} 在 R_1 上的压降对测量的影响. 这个步骤相当于测量前的调零.

当放开"设定"按键时，电阻 R_b 重新接入电路，由于 A_x 构成深度负反馈，仍有

$$U_F \approx (I_{b+} - I_{b-})R_b = -I_{os}R_b$$
$$U_{scf} = 100\,U_F = -100\,I_{os}R_b$$

或

$$I_{os} = -\frac{U_{scf}}{100}\frac{1}{R_b} = -\frac{1}{100} \times \frac{1}{10\text{k}\Omega} \times U_{scf}$$

由于 M_1 的电流指示正是按照 $\frac{1}{100} \times \frac{1}{10\text{k}\Omega} \times U_{scf}$ 刻度的，所以 M_1 的电流读数经反号后即为被测放大器的 I_{os} 值.

3. 输入偏置电流 I_b

按下功能按键 I_b 和"设定"按键后，调节电位器 W_3，对电表 M_1 调零；放开"设定"按键，此时 M_1 的电流指示经反号后即为 I_b.

按下功能按键 I_b 时，继电器 J_2 和 J_6 的常开触点闭合，对应的测试电路可用图 4-19 表示.

按下"设定"按键，J_1 的常开触点闭合，将电阻 R_b 短路，这时对电表 M_1 调零，仍然是为了抵消 U_{os} 和 I_{os} 对测量的影响. 当"设定"按键复位后，只有和 A_x 反相端相连的电阻 R_b 被接入测量电路. 由于被测放大器接成深度负反馈，同相端的反馈电压 U_F 几乎等于反相端的输入电压，即

$$U_F \approx -I_{b-}R_b$$

而且

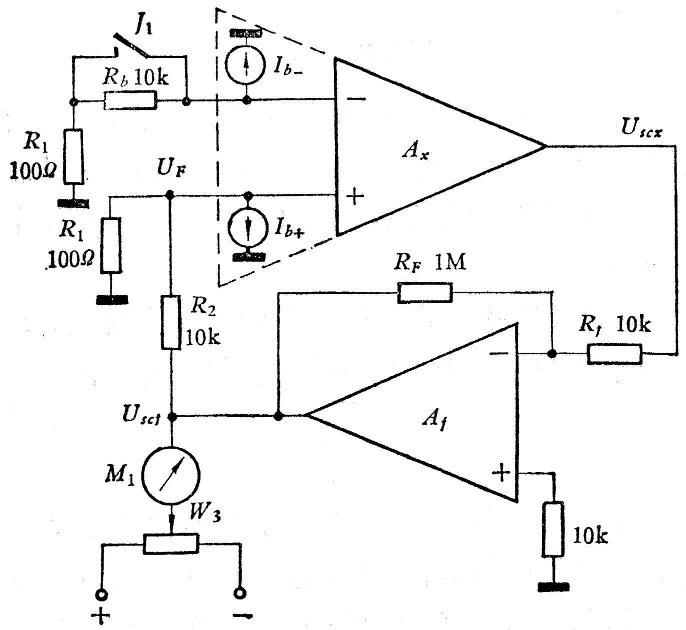


图 4-19 测试 I_b 时的等效电路

$$U_{scf}=100\,U_F=-100\,I_{b-}R_b$$

当 I_{os} 较小时，可认为 $I_{b-}\approx I_b$，故

$$I_b\approx-\frac{1}{100}\times\frac{1}{R_b}\times U_{scf}=-\frac{1}{100}\times\frac{1}{10\text{k}\Omega}\times U_{scf}$$

由于 M_1 的电流指示是按照 $\frac{1}{100}\times\frac{1}{10\text{k}\Omega}\times U_{scf}$ 刻度的，所以 M_1 的电流读数经反号后即为被测放大器的 I_b。

4. 开环电压增益 K_0

测量时，先把开关 K_1 置于 60 dB 位置，K_3 置于标准位置，按下功能按键 K_0，调节电位器 W_1，使电表 M_2 的指示值为 1 V（相当于 $\widetilde{U}_{sr}=1$ mV）；然后将开关 K_2 倒向测量位置，如果 M_2 的电压读数为 $\widetilde{U}_{scx}$(V)，则被测放大器的开环电压增益

$$K_0=\frac{\widetilde{U}_{scx}}{\widetilde{U}_{sr}}=\frac{\widetilde{U}_{scx}}{1\text{mV}}=10^3\widetilde{U}_{scx}$$

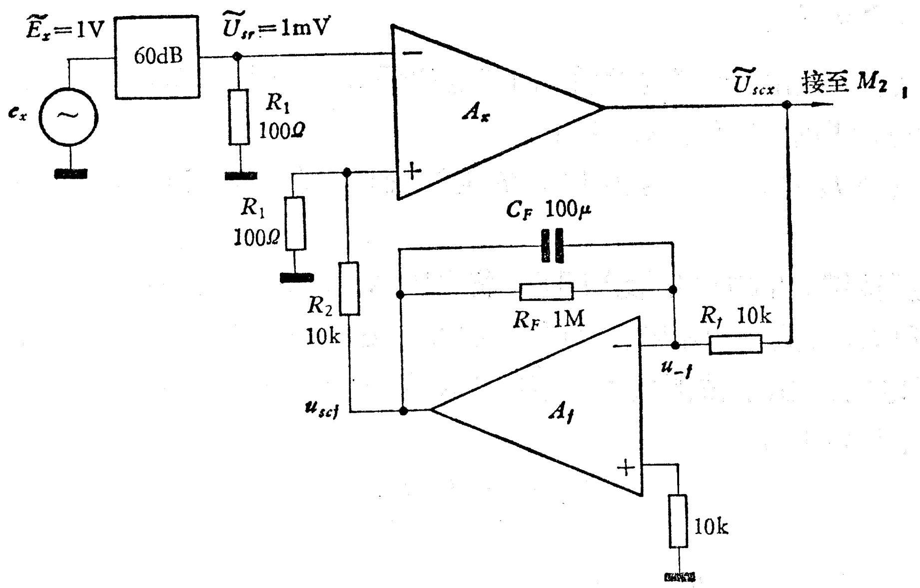


图 4-20 测试 K_0 时的等效电路

由图 4-16 可知，当按下功能按键 K_0 时，继电器 J_1，J_2，J_3，J_5，J_6 的常开触点均闭合，与此对应的测试电路可以用图 4-20 表示．不难看出，对于被测放大器 A_x 来说，相当于直流闭环、交流开环．因为在测量信号的频率（1 kHz）下电容 C_F 相当于短路，所以辅助放大器 A_f 的输出电压 $u_{scf}=u_{-f}\approx u_{+f}=0$。

直流闭环可以抑制被测放大器输出直流电压的漂移，而交流开环使被测放大器的开环电压增益直接等于它的输出电压与输入电压的有效值之比，即

$$K_0=\frac{\widetilde{U}_{scx}}{\widetilde{U}_{sr}}$$

如图 4-16 所示，当开关 K_3 置于标准位置时，如果 S_4 又置于 0.1 V 档，则电表 M_2 的读数正是电位器 W_1 的输出电压，调节 W_1 使 M_2 的读数为 1 V，也就相当于在图 4-20 中，使 $\widetilde{E}_x=1$V，经 60 dB 衰减后，加到被测放大器 A_x 反相端的输入电压

$$\widetilde{U}_{sr}=\widetilde{E}_x\times10^{-3}=1\text{m V}$$

可见，如果开关 K_3 倒向测量位置时，M_2 的读数为 $\widetilde{U}_{scx}$（单位 V），则 A_x 的开环电压增益

$$K_0=\frac{\widetilde{U}_{scx}}{1\mathrm{mV}}=10^3\,\widetilde{U}_{scx}$$

5. 差模输入电阻 r_d

开关 K_3 置于测量位置，K_4 置于 1 V 档. 按下功能按键 r_d 后，再按下“设定”按键，调节电位器 W_2 使电表 M_2 的读数为 1 V（$\widetilde{U}_{scx1}$）；然后放开“设定”按键，此时 M_2 欧姆刻度线的指示值即为 r_d（A_x 对应的输出电压为 $\widetilde{U}_{scx2}$）.

如图 4-16 所示，按下功能按键 r_d 时，继电器 J_2，J_3，J_5，J_7 的常开触点闭合，与此相应的测试电路用图 4-21 表示. 同图 4-20 一样，辅助放大器在这里仅起直流闭环的作用，为了简化电路，在图中予以省略.

如图 4-21 所示，当按下“设定”按键时，继电器 J_1 的常开触点闭合，由于 $r_d \gg R_1$，所以

$$\dot{U}_{sr1}\approx\dot{U}'_{sr}$$

与此对应的放大器输出电压记为 $\dot{U}_{scx1}$.

放开“设定”按键后，在输入回路中接入电阻 R_b，忽略电阻 R_1 的影响，这时的输入电压

$$\dot{U}_{sr2}\approx\frac{r_d}{R_b+r_d}\dot{U}'_{sr}$$

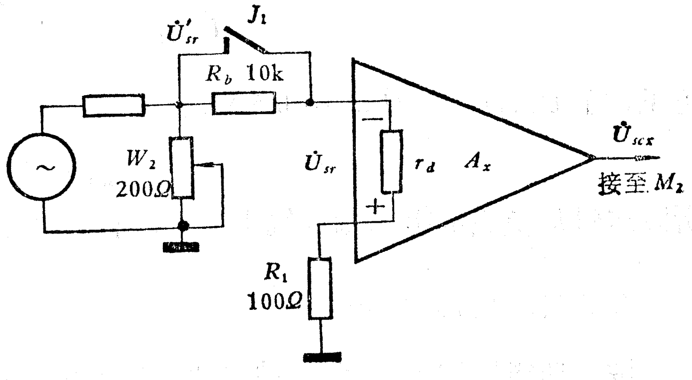


图 4-21 测试 r_d 时的等效电路

与此对应的输出电压记为 $\dot{U}_{scx2}$.

因为在整个测试过程中，被测放大器都处于交流开环的状态，可见

$$\frac{\dot{U}_{scx2}}{\dot{U}_{scx1}}=\frac{\dot{U}_{sr2}}{\dot{U}_{sr1}}=\frac{r_d}{R_b+r_d}$$

或

$$r_d=\frac{\widetilde{U}_{scx2}}{\widetilde{U}_{scx1}-\widetilde{U}_{scx2}}R_b$$

由于式中，$\widetilde{U}_{scx1}=1\mathrm{V}$，$R_b=10\mathrm{k}\Omega$，所以只要测出 $\widetilde{U}_{scx2}$，就可以根据上式算出 r_d. 现在 M_2 的电阻标尺正是按照上述关系刻度的，所以在测量时，可以从 M_2 的电阻标尺上直接读到 r_d 的数值.

6. 输出电阻 r_{sc0}

测量时，先按下功能按键 r_{sc0} 和“设定”按键，断开负载电阻 R_{fz}，调节电位器 W_2，使电表 M_2 的指示为 1 V；然后放开设定按键，改变负载电阻 R_{fz} 的阻值，当 M_2 的指示下降为 0.5 V 时，从负载电阻的刻度线上直接读出放大器的输出电阻 r_{sc0}.

从图 4-16 可知，当按下功能键 r_{sc0} 时，七个继电器中除 J_6 以外其余的常开触点全部闭合，此时的测试电路可以用图 4-22 表示. 考虑到辅助放大器仅起直流闭环作用，对交流测量信号没有影响，因此在图中予以省略.

由图 4-22 可知，当断开输出端的负载电阻时，放大器的输出电压 $\widetilde{U}_{scx1}$ 实为放大器的开路输出电压，即

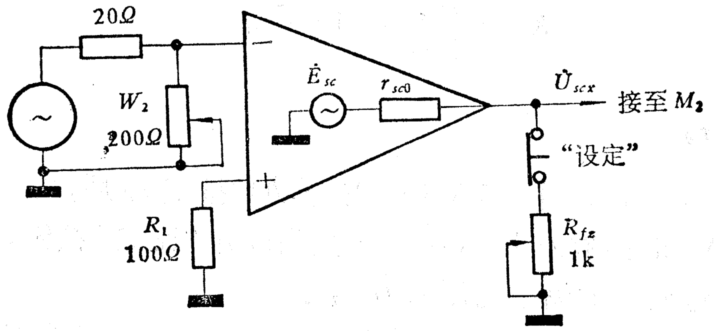


图 4-22　测试 r_{sc0} 时的等效电路

$$\widetilde{U}_{scx1} = \widetilde{E}_{sc} = 1\ \text{V}$$

接上负载电阻后，在输入信号相同的情况下，放大器的输出电压

$$\widetilde{U}_{scx2} = \widetilde{E}_{sc}\frac{R_{fz}}{r_{sc0} + R_{fz}}$$

可见，当 $\widetilde{U}_{scx2} = \frac{1}{2}\widetilde{U}_{scx1} = 0.5\ \text{V}$ 时，必有

$$r_{sc0} = R_{fz}$$

所以这时从负载电阻的刻度线上就可以直接读出 r_{sc0} 的数值.

7. 共模抑制比 CMRR

按下功能按键 U_{os}，调整被测放大器的电源电压，使 $+E_c = +12\ \text{V}$，$-E_e = -12\ \text{V}$，从电表 M_1 中读得此时的失调电压为 U_{os1}；改变被测放大器的电源电压，使 $+E_c' = +9\text{V}$，$-E_e' = -15\ \text{V}$，读得失调电压为 U_{os2}，则被测放大器的共模抑制比

$$\text{CMRR} = 20\lg\frac{3\text{V}}{U_{os2} - U_{os1}}$$

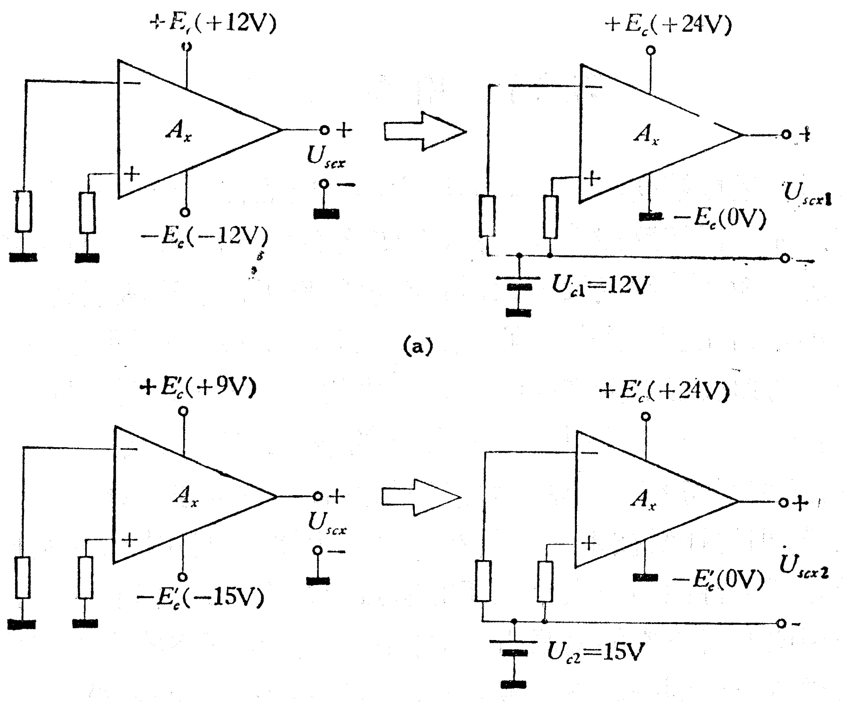
CMRR 的测试原理可以通过图 4-23 来说明. 当 A_x 的电源电压为 ±12 V 时，它的供电回路可以等效为一个 24 V 的单电源，如图 4-23(a) 所示，这时放大器的共模输入电压为 $U_{c1} = 12\ \text{V}$. 而当 A_x 的电源电压改变为 +9 V，−15 V 时，它仍可等效为一个 24 V 的单电源，同时具有 $U_{c2} = 15\ \text{V}$ 的共模输入电压，如图 4-23(b) 所示. 因此，当改变 A_x 的电源电压时，相当于供电为单电源，电源电压 24 V 不变，但共模输入电压从 +12 V 改变为 +15 V 的情况，即 $\Delta U_c = U_{c2} - U_{c1} = 3\ \text{V}$.

根据图 4-17 所示的 U_{os} 测试电路可知，A_x 和 A_f 构成电压放大倍数为一的跟随器，可见

$$K_{xFd} = 1$$

而且由电表 M_1 上前后读得的失调电压 U_{os1} 和 U_{os2}，就等于 A_x 的输出电压 U_{scx1} 和 U_{scx2}. 如图 4-23 所示，输出电压的上述变化，正是由于输入端等效的共模电压发生变化所引起的，因此 A_x 的闭环共模放大倍数

$$K_{xFc} = \frac{\Delta U_{scx}}{\Delta U_c} = \frac{U_{os2} - U_{os1}}{\Delta U_c}$$



(a)

(b)

图 4-23 共模抑制比的测试原理

(a) 当 $+E_c=+12\text{V}$，$-E_e=-12\text{V}$ 时的等效电路；

(b) 当 $+E_c'=+9\text{V}$，$-E_e'=-15\text{V}$ 时的等效电路.

如式(4-19)所示，A_x 的共模抑制比可以用闭环条件下的差模放大倍数 K_{xFd} 和共模放大倍数 K_{xFc} 之比来表示，所以

$$\begin{aligned}\text{CMRR}&=20\lg\frac{K_{xFd}}{K_{xFc}}\\&=20\lg\frac{1}{\dfrac{U_{os2}-U_{os1}}{\Delta U_c}}\\&=20\lg\frac{3\text{ V}}{U_{os2}-U_{os1}}\end{aligned}$$

因此，由电表 M_1 读取 U_{os2} 和 U_{os1} 后，利用上式可以求得被测放大器的 CMRR.

8. 电源电压灵敏度 SUR

仍按 U_{os} 的测试方法，按下功能按键 U_{os}，先调整 A_x 的电源电压，使 $+E_c=+12\text{ V}$，$-E_e=-12\text{ V}$，由电表 M_1 测得此时的失调电压值，记作 U_{os1}；改变电源电压，使 $+E_c'=+9\text{ V}$，$-E_e'=-9\text{ V}$，再次测得失调电压为 U_{os2}，则根据电源电压灵敏度的定义，得

$$\text{SUR}=\frac{\Delta U_{scx}}{\Delta E}=\frac{U_{os2}-U_{os1}}{-6\text{ V}}$$

9. 静态功耗 P_c

在测试失调电压 U_{os} 时，由设置在测试器面板上的电压表和电流表，分别测得电源电压 $+E_c$，$-E_e$ 和供电电流 I_+，I_-，则可求得被测放大器 A_x 的静态功耗

$$P_c=E_cI_++E_eI_-$$

第二节 相位补偿

为了获得较高的运算精度，在由运算放大器组成的许多应用电路中往往都需要采用负反馈连接方式．如同任何反馈系统一样，在使整个回路的开环增益下降到一的频率下，如果回路的相移达到 360°，则反馈放大器将在该频率下产生自激振荡．

众所周知，负反馈的连接形式使回路在低频段具有 180° 的固定相移，然而放大器或反馈网络在中频或高频段必然会产生随频率变化的附加相移，而一旦这种附加相移达到 180°，而回路增益又等于一，就将满足自激振荡的条件．因此，为了在反馈条件下保证放大器的稳定运行，通常都需要对运算放大器采取某种相位补偿的措施．

从本质上来说，相位补偿技术无非是在运算放大器的电路中引入某种 RC 网络，从而在整个回路的开环频率特性中引入个别新的零点或极点，以达到修改其固有频率特性的目的．所以各种相位补偿方案的着眼点，不外乎是在整个回路的附加相移达到 180° 之前的频段上将回路增益降低到一以下；或是在回路增益等于一的频段上保证回路的附加相移小于 180°．

一、负反馈放大器的稳定条件

图 4-24 是同相输入的负反馈放大器及其方块图．由于运算放大器的开环频率特性

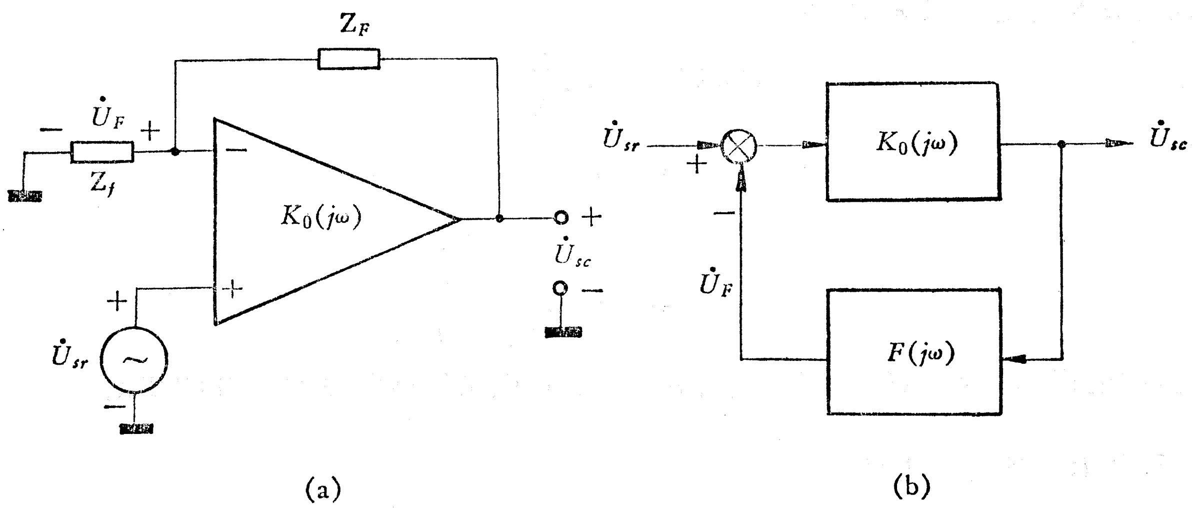


图 4-24 同相输入的负反馈放大器

(a) 同相输入的负反馈放大器； (b) 方块图．

$$K_0(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}-\dot{U}_F}$$

放大器的反馈系数

$$F(j\omega)=\frac{\dot{U}_F}{\dot{U}_{sc}}=\frac{Z_f}{Z_F+Z_f} \tag{4-26}$$

则同相放大器的闭环频率特性

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{K_0(j\omega)}{1+K_0(j\omega)F(j\omega)} \tag{4-27}$$

式中，放大器的开环频率特性与反馈系数的乘积 $|K_0(j\omega)F(j\omega)|$ 就称为反馈放大器的回

路增益．从方块图可以清楚地看到，倘若把反馈回路在任意一点断开，信号从断开点输入沿回路一周回到断开点时所获得的增益就是回路增益．

式(4-27)表明，当满足条件

$$K_0(j\omega)F(j\omega) = -1 \tag{4-28}$$

时，闭环增益$|K_F(j\omega)|$将趋向无穷大．这种情况表示，即使输入信号为零，放大器仍有非零的输出，这正是自激振荡的特点．所以式(4-28)实际上也就是反馈放大器处于临界稳定的条件．

如果 $K_0(j\omega)$ 和 $F(j\omega)$ 分别用它们的幅频特性和相频特性来表示

$$K_0(j\omega) = K_0(\omega)e^{j\Phi_0(\omega)}$$

$$F(j\omega) = F(\omega)e^{j\Phi_F(\omega)}$$

则式(4-28)所示的临界稳定条件也可以表为

$$K_0(\omega) = \frac{1}{F(\omega)} \tag{4-29}$$

$$\Phi_0(\omega) + \Phi_F(\omega) = \pm 180° \tag{4-30}$$

它们分别称为放大器临界稳定的幅值条件和相位条件．这就表明，当反馈放大器处于临界稳定状态时，放大器的开环增益在幅值上等于反馈系数的倒数，而它们的附加相移之和等于 180°．

当放大器的反馈网络纯由电阻元件组成时，有 $Z_F = R_F$，$Z_f = R_f$，于是反馈系数

$$F = \frac{R_f}{R_F + R_f}$$

将与频率无关，因此不产生任何附加相移．换句话说，在这种情况下整个回路的附加相移都是由运算放大器产生的，这时利用式(4-29)和(4-30)来判断反馈放大器的稳定性就显得特别方便．

对于多数应用电路来说，都将满足深度负反馈的条件，即 $|K_0(j\omega)F(j\omega)| \gg 1$，因此根据式(4-27)可以写出同相放大器的理想闭环增益：

$$K_F(j\omega) \approx \frac{1}{F(j\omega)} = 1 + \frac{Z_F}{Z_f} \tag{4-31}$$

对于纯电阻反馈网络来说，

$$K_F \approx \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

如图 4-25 所示，如果已知运算放大器的开环对数幅频特性 $L_0(\omega) = 20\ \lg K_0(\omega)$ 和相频特性 $\Phi_0(\omega)$，则在图上画出不同的闭环理想增益 $K_{F1} = 1/F_1$ 或 $K_{F2} = 1/F_2$，就可以根据 $1/F_1$ 或 $1/F_2$ 与 $L_0(\omega)$ 交点处的相移 $\Phi_0(\omega)$ 直接判断反馈放大器的稳定性．如图中虚线所示，如果 $K_{F1} = 1/F_1 = 1000$ 倍 (60 dB)，它与 L_0 相交于 P_1 点，即有 $K_0(\omega) = 1/F_1$，在这个交点的频率下，运算放大器的相移 $\phi_0 = -135°$，它也就是整个回路的附加相移．显然，在这种反馈条件下反馈放大器是稳定的．如果设 $K_{F2} = 1/F_2 = 100$ 倍 (40 dB)，它与 L_0 的交点为 P_2，该点的角频率记作 ω_{P2}，相应的 $\Phi_0(\omega_{P2}) = -180°$，满足式(4-29)和(4-30)，说明反馈放大器将产生角频率为 ω_{P2} 的自激振荡，所以不能稳定运行．

对于图 4-26(a) 所示的反相输入的负反馈放大器来说，反相输入端的电位 $\dot{U}_-$ 可以利

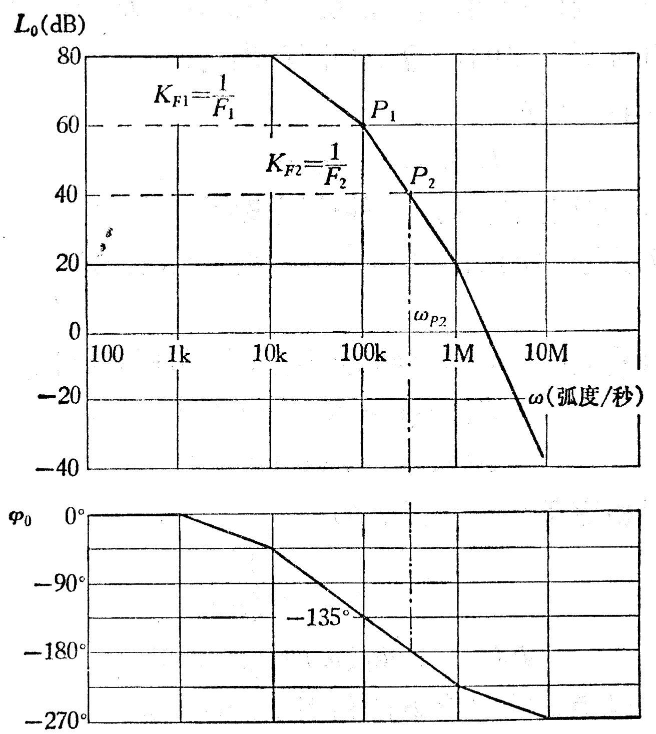


图 4-25 利用运算放大器的开环对数频率特性判断反馈放大器的稳定性

用迭加原理看作是 $\dot{U}_{sr}$ 和 $\dot{U}_{sc}$ 分别作用的结果. 即当 $\dot{U}_{sc}=0$ 时,

$$\dot{U}_-|_{\dot{U}_{sc}=0}=\dot{U}'_{sr}=\dot{U}_{sr}\frac{Z_F}{Z_F+Z_f}=\dot{U}_{sr}B(j\omega)$$

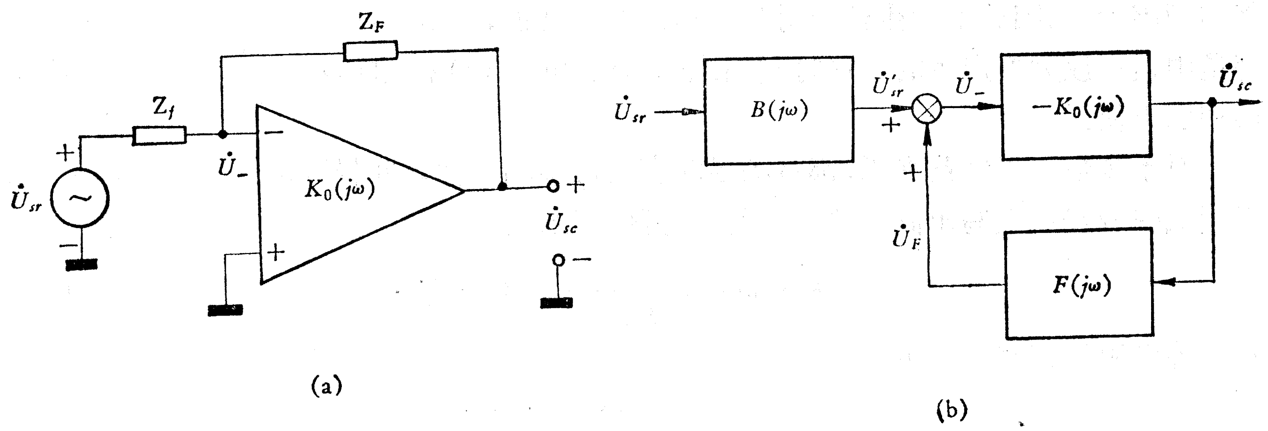


图 4-26 反相输入的负反馈放大器

(a) 反相输入的负反馈放大器; (b) 方块图.

而当 $\dot{U}_{sr}=0$ 时,

$$\dot{U}_-|_{\dot{U}_{sr}=0}=\dot{U}_F=\dot{U}_{sc}\frac{Z_f}{Z_F+Z_f}=\dot{U}_{sc}F(j\omega)$$

所以,

$$\dot{U}_-=\dot{U}'_{sr}+\dot{U}_F=\dot{U}_{sr}B(j\omega)+\dot{U}_{sc}F(j\omega)$$

又由于 $\dot{U}_+=0$, 得

$$\dot{U}_{sc}=(\dot{U}_+-\dot{U}_-)K_0(j\omega)=-\dot{U}_-K_0(j\omega)$$

根据以上公式可以画出图 4-26(b) 所示的方块图, 因此反相放大器的闭环频率特性可表为

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-B(j\omega)\frac{K_0(j\omega)}{1+K_0(j\omega)F(j\omega)} \tag{4-32}$$

在满足 $|K_0(j\omega)F(j\omega)|\gg 1$ 的条件下，反相放大器的理想闭环增益：

$$K_F(j\omega)\approx-\frac{Z_F}{Z_f}=1-\frac{1}{F(j\omega)} \tag{4-33}$$

同理，对于纯电阻反馈网络有

$$K_F\approx-\frac{R_F}{R_f}=1-\frac{1}{F}$$

由此可见，尽管反相放大器与同相放大器的反馈方式不同，但对于判断反馈放大器的稳定性来说，方法一样，主要理由是：

（1）反相连接和同相连接的反馈系数都可以表为

$$F(j\omega)=\frac{Z_f}{Z_F+Z_f}$$

（2）放大器的临界稳定条件都可以表为

$$K_0(j\omega)F(j\omega)=-1$$

或分别表示为公式(4-29)和(4-30)。

所以对于同相放大器的稳定问题所采用的分析方法和有关结论，对于反相放大器也完全适用．在这方面，反相放大器和同相放大器的区别仅仅在于它们的理想闭环增益不同．只有当 $R_F\gg R_f$ $\left(\text{即}\frac{1}{F}\gg 1\right)$ 时，才能近似认为反相放大器的理想闭环增益也具有 $|K_F|\approx 1/F$ 的形式．

在着手讨论各种具体的相位补偿方法之前，还需要作两点补充说明：

（1）从工程实际的观点来看，仅仅保证放大器不发生自激振荡还是远远不够的．因为在放大器满足稳定条件的情况下，它对阶跃输入信号的响应仍有可能出现较大的超调量和振幅衰减的振荡；此外，使用条件稍有变化的情况也是经常发生的，如果放大器不是足够稳定的话，原先稳定的放大器又可能重新产生振荡．为此，工程上通常要求放大器不仅是稳定的，而且还要有一定的稳定储备．

例如，当 $K_0(\omega)=1/F(\omega)$ 时，要求

$$|\Phi_0(\omega)+\Phi_F(\omega)|\leqslant 180°-\Phi_c \tag{4-34}$$

式中 $\Phi_c>0$，称为相角稳定储备．通常选 $\Phi_c\geqslant 45°$．因为对应于 45° 的相角稳定储备，闭环增益的对数幅频特性约有 3 dB 的峰值出现，而相应的阶跃响应约有25%的超调量[1]，对于多数工程应用电路来说，已经可以满足实际需要．

仍以图 4-25 为例，在未采取相位补偿措施的情况下，只有当闭环理想增益 $K_F\geqslant K_{F1}=1000$ 时，才能保证 45° 的相角稳定储备．而在 $100<K_F<1000$ 时，放大器虽不致产生自激振荡，但由于相角储备太小，往往不能满足工程实际的需要．

（2）对于通用型运算放大器来说，为了保证在一般的反馈条件下都能稳定运行，往往希望运算放大器的开环频率特性在相位补偿以后具有如图 4-27 所示的单极点结构．所谓“单极点”就是指对数幅频特性在零分贝以上只有一个转折频率．或者说在对应于 $L_0\geqslant 0$ dB 的整个频率范围（即 $f\leqslant f_c$）内，对数幅频特性的下降斜率将不小于－20 dB/十倍频程．

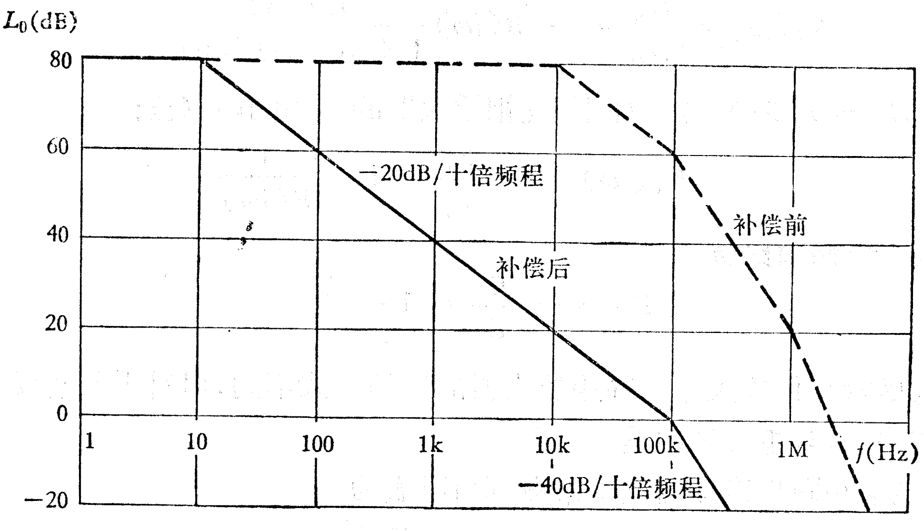


图 4-27 单极点频率特性

显然，对于单极点频率特性来说，在 $L_0 \geqslant 0$ dB 的整个频率范围内，运算放大器产生的附加相移一般将不超过 135°，如果反馈网络又是由纯电阻元件组成的，反馈放大器就可以在任何反馈条件（包括 $F=1$ 的全反馈条件）下都保证是稳定的．工程上把这种补偿称为“全补偿”．在讨论各种相位补偿方法时，我们将以这种全补偿类型作为重点，然而它的基本原理对于 $F<1$ 的反馈条件来说也是完全适用的．

工程上通常采用的相位补偿方法大体上可以分为滞后补偿、超前补偿和滞后-超前补偿等三大类．

凡是使回路增益的附加相移增大的相位补偿，都称为滞后补偿．这种补偿方法主要靠压低中频段的回路增益来达到稳定，因而不可避免地导致反馈放大器的通频带变窄．可见，滞后补偿通常只适用于对频带要求不高的场合．

反之，凡是使回路增益的附加相移减小的相位补偿，都称为超前补偿．它主要靠补偿网络在 $K_0(\omega)=1/F(\omega)$ 的频率附近提供超前相移来获致稳定．采用超前补偿往往可以使反馈放大器获得较宽的频带．

但是由于补偿网络所能提供的超前相移一般不超过 60°，所以单靠超前补偿通常还不能使放大器在各种反馈条件下都达到稳定．补充的办法就是把滞后补偿与超前补偿两者结合起来，即所谓的滞后-超前补偿．在采用这种补偿方法时，往往是先通过滞后补偿网络，使反馈放大器处于临界稳定状态，然后引入超前补偿网络，使反馈放大器的相角稳定储备达到预期的要求．可见，在相同的条件下采用滞后-超前补偿所达到的频带总可以比单纯的滞后补偿更宽些．

除此以外，根据补偿网络接入的地点不同，相位补偿方法还可分成内、外两种．凡是将补偿网络接到运算放大器电路内部，因而主要通过改变运算放大器的开环频率特性 $K_0(j\omega)$ 来满足稳定条件的方法，都称为内部补偿，这也是目前工程上最常用的相位补偿方法．凡是将补偿网络接到运算放大器外部的反馈回路或输入回路，因而可以通过修改 $K_0(j\omega)$ 或 $F(j\omega)$ 的特性来满足稳定条件的方法，则称为外部补偿．外部补偿方法通常作为内部补偿方法的一种补充，但是当某些集成运算放大器具有固定的频率特性时，外部补偿方法将成为唯一可取的相位补偿手段．

下面分别讨论几种常用的相位补偿方法．

二、滞后补偿

1. 串联电容补偿

假设运算放大器由三个增益级组成，如图 4-28 所示．图中，K_1，K_2，K_3 分别为各级的直流电压增益；R_1，R_2，R_3 分别为各级的输出端等效电阻，它们代表本级的输出电阻与后级的输入电阻的并联值；C_1，C_2，C_3 分别为各级的输出端等效电容，代表本级的输出端电容与后级的输入端电容的并联值．则运算放大器的开环频率特性可表为

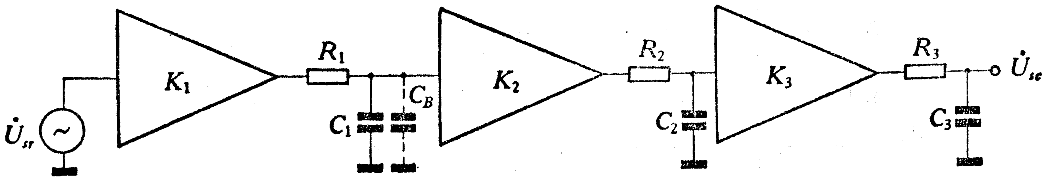


图 4-28　由三个增益级组成的运算放大器

$$K_0(j\omega) = \frac{K_1K_2K_3}{(1 + j\omega R_1C_1)(1 + j\omega R_2C_2)(1 + j\omega R_3C_3)} \tag{4-35}$$

或

$$\dot{K}_0 = \frac{K_0}{\left(1 + j\dfrac{f}{f_1}\right)\left(1 + j\dfrac{f}{f_2}\right)\left(1 + j\dfrac{f}{f_3}\right)} \tag{4-36}$$

它的对数幅频特性与相频特性可以分别用折线近似表示，如图 4-29 中的实线所示．图中假设

$$\begin{aligned} K_0 &= K_1K_2K_3 = 10^4 \\ f_1 &= \frac{1}{2\pi R_1C_1} = 10\ \text{kHz} \\ f_2 &= \frac{1}{2\pi R_2C_2} = 100\ \text{kHz} \\ f_3 &= \frac{1}{2\pi R_3C_3} = 1\ \text{MHz} \end{aligned} \tag{4-37}$$

考虑到在三个转折频率中 f_1 最低，因此如果在第一级的输出端对地并联一只补偿电容 C_B，使该级的输出端等效电容增大为 $(C_1 + C_B)$，则相应的转折频率降低为

$$f_1' = \frac{1}{2\pi R_1(C_1 + C_B)}$$

可见，只要 C_B 选得足够大，总可以使补偿后的开环对数幅频特性具有如图 4-29 中虚线所示的单极点结构．在这种情况下，即使对于 $F = 1$ 的全反馈放大器也仍具有 45° 的相角稳定储备．但是从图上可以清楚地看到，引入串联电容补偿以后，放大器在低频段的附加相移更大了，同时开环放大器的剪切频率(也即 0 dB 频率)也从原先的 2.2 MHz 左右下降为 100 kHz．这是滞后补偿的缺点，因为它是靠牺牲放大器的带宽(也即降低开环放大器的中频段增益)来获致稳定的．

此外，如果补偿电容 C_B 接入点的转折频率不是最低的，那么为了达到单极点结构，开环放大器的 0 dB 频率将更低(不超过 $f_1 = 10$ kHz)．

显然，为了正确选择补偿电容的接入点和它的电容量，就必须首先通过测试方法掌握

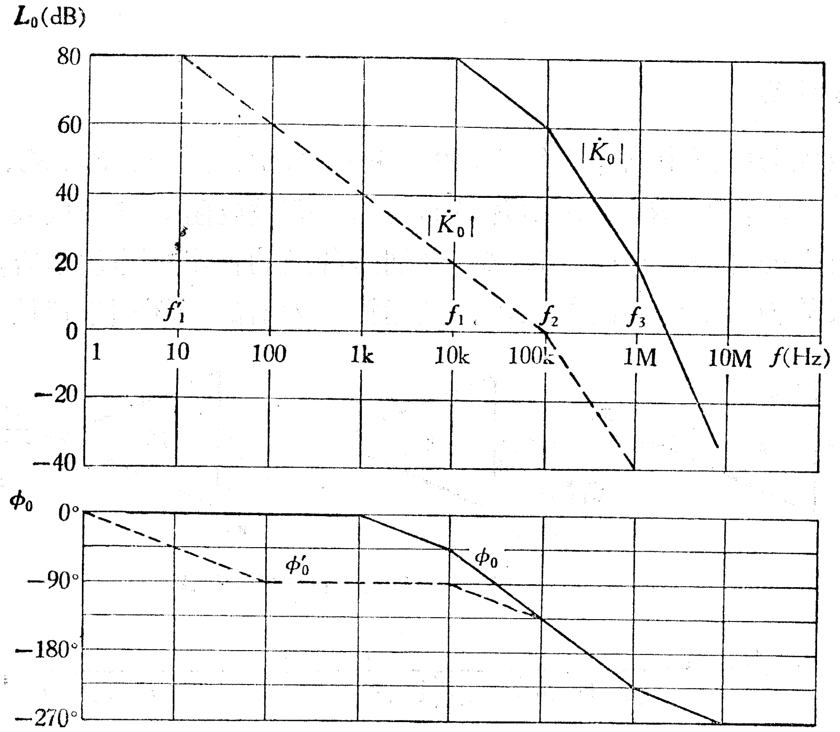


图 4-29　采用串联电容补偿的情形

运算放大器的开环频率特性以及对应于每个极点的阻-容参数．如果没有条件这样做的话，通常可以直接按照制造厂提供的有关数据来选用补偿电容 C_B 的容量．

以集成运算放大器 5G23（见图 3-1）为例，它的开环对数幅频特性（见图 3-3）具有两个转折频率：$f_1 \approx 4$ kHz，$f_2 \approx 1.2$ MHz．f_1 是由第二增益级的横向 PNP 管 T_6 产生的，而相位补偿引出端（5 脚）正是 T_6 的集电极．所以在 5 脚对地之间并联一只电容 C_B 便可以达到相位补偿的目的，如图 4-30 所示．

表 4-1　5G23 在反相运用时的补偿电容

K_F	R_F	R_f	C_B
1	10kΩ	10kΩ	1000pF
10	100kΩ	10kΩ	100pF
100	1MΩ	10kΩ	6.8pF
1000	10MΩ	1kΩ	0

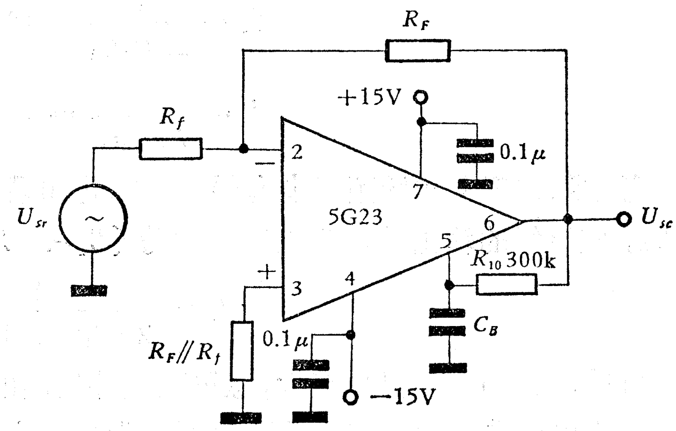


图 4-30　5G23 反相放大器采用电容补偿的接线

表 4-1 是工厂提供的数据，据此可以在反相运用的情况下，按照不同的反馈条件来选择 C_B 的电容量．其实从图 3-3 可以直接看到，当 $1/F$ 大于 45 dB 以后，即使不接补偿电容，反馈放大器的相角稳定储备也在 45° 以上．当 $C_B \approx 1000$ pF 时，5G23 的频率特性获得单极点结构，这也正是在图 3-3 中用虚线表示的情况．

2. 反馈电容补偿

滞后补偿也可以利用反馈电容对某个增益级形成局部负反馈，以修改运算放大器的

开环频率特性使之满足稳定条件．它的工作原理可以采用图 4-31 来说明．设第二级的输入电压为 $\dot{U}_1$，输出电压为 $\dot{U}_2$，且 $\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 反相，即

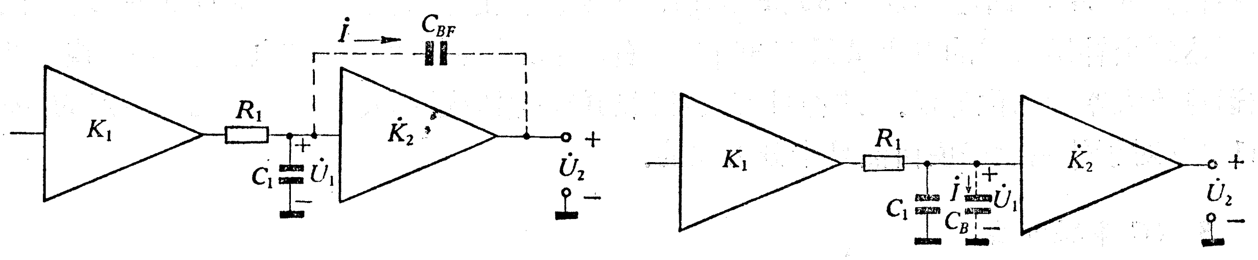


图 4-31　反馈电容补偿

(a) 对第二级采用反馈电容补偿；(b) 等效电路．

$$\dot{U}_2 = -\dot{K}_2\dot{U}_1$$

则流过反馈电容 C_{BF} 的电流为

$$\dot{I} = (\dot{U}_1 - \dot{U}_2)j\omega C_{BF} = \dot{U}_1 j\omega(1 + \dot{K}_2)C_{BF}$$

上式表明，如果将 C_{BF} 的作用折合到第二级的输入端来看，如图 4-31(b) 所示，它相当于一个前述的串联补偿电容，但电容量扩增了 $(1 + \dot{K}_2)$ 倍，即

$$C_B = (1 + \dot{K}_2)C_{BF} \tag{4-38}$$

这种现象又称为密勒效应．

不言而喻，为了获得相同的补偿效果，采用反馈电容补偿所需的电容量往往可以比串联电容补偿小一至两个数量级．

假设补偿前图 4-31 所示的两级放大器具有双极点频率特性：

$$\dot{K}_0 = \frac{K_1}{1 + j\dfrac{f}{f_1}} \frac{K_2}{1 + j\dfrac{f}{f_2}} \tag{4-39}$$

其中第一级的转折频率

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{4-40}$$

如果 $f_2 \gg f_1$，则整个运算放大器的开环频率特性主要取决于第一级的频率参数，那么只要适当选择 C_{BF} 的电容量，总可以使补偿后的开环对数幅频特性在下降到 0 dB 的频率(即剪切频率 f_c) 之前，保持第二级的增益近似为常值，即在 $f \leqslant f_c$ 的整个频率范围内，近似有

$$|\dot{K}_2| \approx K_2 \gg 1$$

由式(4-38)得知这时

$$C_B \approx K_2 C_{BF}$$

通常有 $C_B \gg C_1$，所以补偿后第一级的转折频率改变为

$$f_1' = \frac{1}{2\pi R_1(C_1 + C_B)} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_{BF} K_2} \tag{4-41}$$

补偿后的运算放大器将具有单极点结构，即

$$\dot{K}_0' \approx \frac{K_1 K_2}{1 + j\dfrac{f}{f_1'}} \qquad (当\ f \leqslant f_c) \tag{4-42}$$

近代的集成运算放大器（如 5G24 等）通常都具有两个增益级，而且由于输入级包含

有频率特性较差的横向 PNP 晶体管，补偿前的开环频率特性往往主要取决于第一级的频率参数。因此在第二级采用反馈电容补偿以后，很容易达到如式（4-42）所表示的单极点结构，5G24 在选用 $C_{BF}=30\ \text{pF}$ 的情况下所获得的单极点频率特性如图 3-15 所示。由于达到全补偿所需的电容量只有 30 pF 左右，所以有可能采用集成电容来完成整个集成运算放大器的相位补偿。这种具有全补偿功能的集成运算放大器（如国外生产的 μA 741 等）对于使用者来说自然是十分方便的。

3. RC 串联补偿

RC 串联补偿也是一种常用的滞后补偿方式，如图 4-32 所示，它的补偿网络由 R_B，C_B 串联组成。

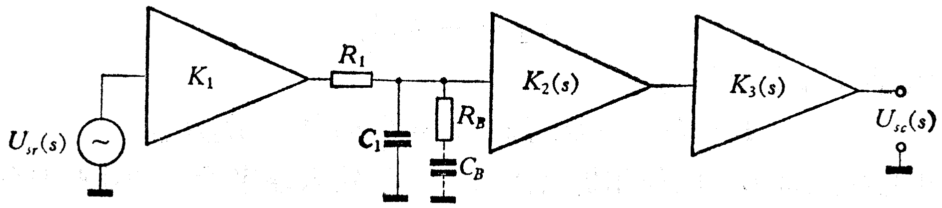


图 4-32　RC 串联补偿

第一级的传递函数，在补偿前为

$$K_1(s)=\frac{K_1}{1+R_1C_1s} \tag{4-43}$$

引入补偿网络 R_B，C_B 后，改变为

$$K_1'(s)=\frac{K_1(1+R_BC_Bs)}{R_1R_BC_1C_Bs^2+(R_1C_1+R_BC_B+R_1C_B)s+1}$$

通常满足 $R_B\ll R_1$，$C_B\gg C_1$，因此上式分母中第二项的 R_1C_1 和 R_BC_B 均比 R_1C_B 小得多，可以略去不计，于是近似得

$$K_1'(s)\approx\frac{K_1(1+R_BC_Bs)}{R_1R_BC_1C_Bs^2+R_1C_Bs+1}$$

为了求出 $K_1'(s)$ 的极点，应解出该式分母的二次方程的根，即有

$$s=\frac{-1}{2R_BC_1}\left(1\pm\sqrt{1-\frac{4R_BC_1}{R_1C_B}}\right)$$

由于 $R_1C_B\gg R_BC_1$，所以根号中的第二项小于一，利用幂级数展开式并略去高次项，有

$$\sqrt{1-x}\approx 1-\frac{x}{2}$$

所以

$$s\approx\frac{-1}{2R_BC_1}\left[1\pm\left(1-\frac{2R_BC_1}{R_1C_B}\right)\right]$$

也即

$$K_1'(s)\approx\frac{K_1(1+R_BC_Bs)}{(1+R_1C_Bs)(1+R_BC_1s)}$$

或

$$\dot{K}_1' \approx \frac{K_1\left(1 + j\frac{f}{f_0}\right)}{\left(1 + j\frac{f}{f_{j1}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{j2}}\right)} \tag{4-44}$$

$$\left.\begin{aligned} &\text{式中，零点频率} & f_0 &= \frac{1}{2\pi R_B C_B} \\ &\text{低端的极点频率} & f_{j1} &= \frac{1}{2\pi R_1 C_B} \\ &\text{高端的极点频率} & f_{j2} &= \frac{1}{2\pi R_B C_1} \end{aligned}\right\} \tag{4-45}$$

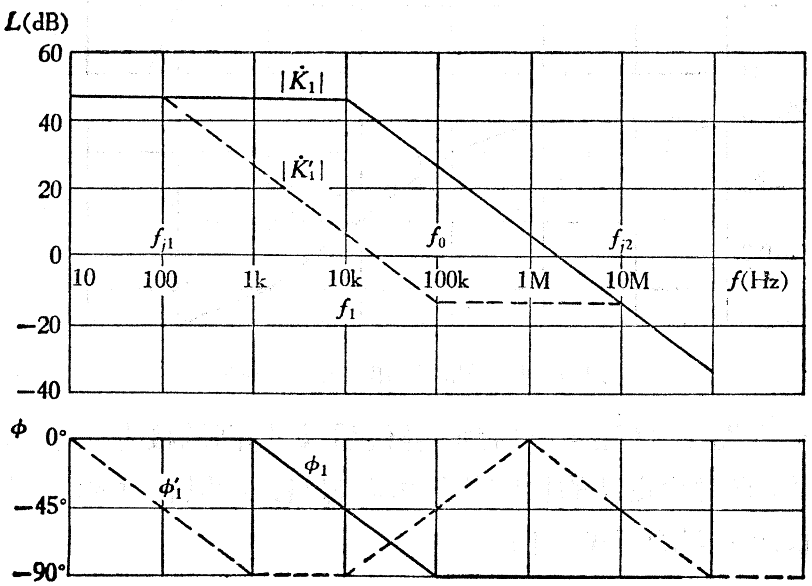


图 4-33 RC 串联补偿对 $|\dot{K}_1|$ 的影响

在图 4-33 中分别用实线和虚线表示补偿前后第一级频率特性的变化．由于采用 RC 串联补偿，$\dot{K}_1'$ 出现了新的零点 (f_0)，所以和串联电容补偿的情况相比，中频段的附加相移减小，这对于改善反馈放大器的稳定性和展宽频带都是有益的．

假设图 4-32 所示的三级放大器仍具有如式 (4-37) 所列的参数．为了减少放大器的极点以便改善其稳定性，可以令 $\dot{K}_1'$ 中新出现的零点和第二级 $\dot{K}_2$ 的极点相互抵消，即选

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_B C_B} = f_2 = 100\ \text{kHz}$$

并且为了使整个运算放大器在补偿后具有单极点结构，进一步选

$$f_{j1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_B} = 100\ \text{Hz}$$

$$f_{j2} = \frac{1}{2\pi R_B C_1} > 1\ \text{MHz}$$

采用 RC 串联补偿的情形如图 4-34 所示，图中实线表示补偿前放大器的开环频率特性，虚线表示补偿后的特性．

对比图 4-34 和图 4-29 可知，补偿后在 $F = 1$ 的全反馈条件下，反馈放大器的相角稳定储备相同(均为 45°)，但采用 RC 串联补偿时的剪切频率 $f_c = 1\ \text{MHz}$，比采用电容串联补偿时的 f_c 提高了十倍．

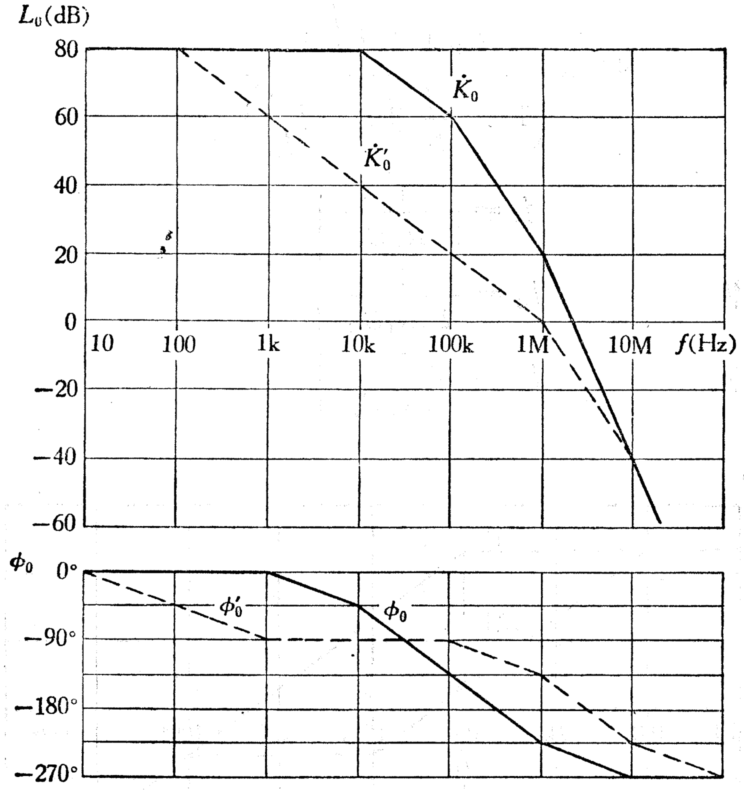


图 4-34 采用 RC 串联补偿的情形

根据式(4-44)和图 4-33 还可以看到，补偿后 $\dot{K}_1'$ 的高端极点频率 f_{j2} 如果高于运算放大器的剪切频率 f_c，它对稳定性的影响往往可以忽略．所以在 $f<f_c$ 的频段上，$\dot{K}_1'$ 具有比例-积分（PI）校正装置的典型特性：

$$\dot{K}_1' \approx \frac{K_1\left(1+j\frac{f}{f_0}\right)}{\left(1+j\frac{f}{f_{j1}}\right)} \qquad (\text{当}\ f_0>f_{j1}) \tag{4-46}$$

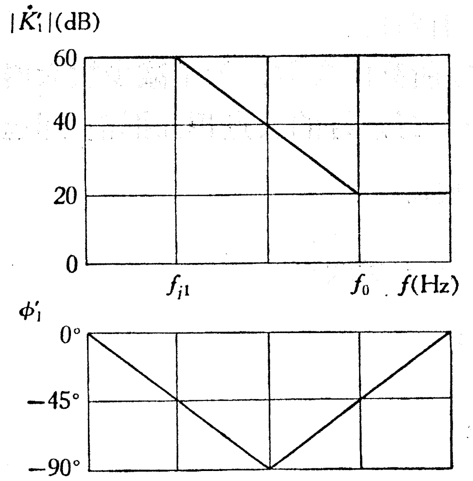


图 4-35 比例-积分校正装置的频率特性

它的对数频率特性如图 4-35 所示．

这样来看，RC 串联补偿的物理意义就不难理解了：R_B 的主要作用(这时 C_B 想象为短接)，一是衰减第一级放大器的增益，二是将该级原先的极点 f_1 从低频端移至高频端，从而使整个反馈放大器满足了稳定条件．但是我们知道，对稳定性具有决定意义的仅仅是放大器中频段的增益，所以单纯用 R_B 使放大器的增益在全部频段上统统下降的做法显然是不合理的．从这个意义上来说，C_B 的作用正是恢复放大器的低频段增益，以便在稳定的前提下仍保持较高的静态运算精度．

基于这样的认识，我们就有可能在尚未确切掌握运算放大器开环频率特性的情况下，采用定量估算和实验调整相结合的工程方法来确定 RC 串联补偿网络的参数．具体步骤如下：

（1）为了观察 R_B 的阻值对放大器稳定性的影响，最好是把 C_B 暂时短接．但对于直

接耦合放大器，C_B 短接往往改变了放大器的直流偏置情况，因此可以暂时用 0.1—1μF 的大电容来代替 C_B，这个大电容在中频段完全有理由看成是交流短接.

在放大器给定的反馈条件下，由大到小改变 R_B 的阻值，直至放大器处于临界稳定状态. 这时用示波器可以在放大器的输出端观察到一个接近于正弦的振荡波形，记下振荡频率 f_z. f_z 实际上是放大器回路增益等于一的频率.

(2) 进一步减小 R_B，直至反馈放大器稳定并具有满意的阶跃过渡特性.

(3) 考虑到在频率 $f_0 = 1/2\pi R_B C_B$ 处，$\dot{K}_1'$ 具有约 45° 的滞后相移，为了不降低放大器这时的相角稳定储备，应选择

$$f_z \geqslant (5—10) f_0$$

因此补偿电容的参数可按下式估算:

$$C_B \geqslant \frac{1}{R_B f_z} \tag{4-47}$$

除了前面提到的三种滞后补偿方式以外，在 FC3 和 BG305 等集成运放中还采用 RC 反馈补偿的形式，它的接法可参阅图 3-8 和图 3-9，有关它的补偿原理就不再赘述了.

4. 输入端的滞后补偿

在运算放大器的输入回路中采用 RC 串联补偿方式也可以达到滞后补偿的效果. 图 4-36 是在一个反相放大器上采用这种输入端滞后补偿的例子. 很显然这是一种外部补偿方法.

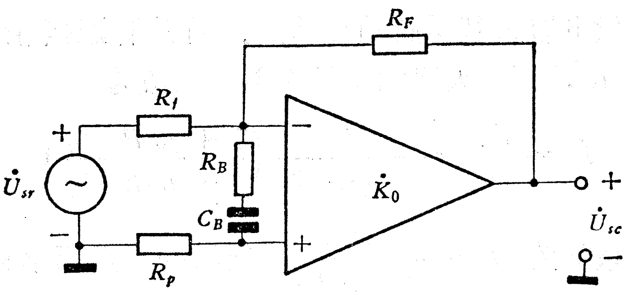


图 4-36 输入端的滞后补偿

利用叠加原理不难写出这个反馈放大器的回路增益为

$$\dot{K}_0 \cdot \frac{R_f}{R_F + R_f} \cdot \frac{1 + j\dfrac{f}{f_0}}{1 + j\dfrac{f}{f_j}}$$

假设同相输入端的匹配电阻 $R_P = R_F /\!/ R_f$，则式中的零点频率 f_0 和极点频率 f_j 分别为

$$\left.\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi R_B C_B} \\ f_j &= \frac{1}{2\pi(R_B + 2R_P)C_B} \end{aligned}\right\} \tag{4-48}$$

由于放大器的反馈系数 $F = \dfrac{R_f}{R_F + R_f}$，所以不妨把相位补偿网络的作用看作是修改了运算放大器的开环频率特性，即有

$$\dot{K}_0' = \dot{K}_0 \left(\frac{1 + j\dfrac{f}{f_0}}{1 + j\dfrac{f}{f_i}} \right) \qquad (\text{当 } f_0 > f_i) \tag{4-49}$$

式中括弧内的修正项也具有比例-积分校正装置的典型特性.

因此在未能确切掌握运算放大器的开环频率特性的情况下，仍可按照估算和实验相结合的工程方法来选择补偿网络的参数*，前面给出的近似公式（4-47）在这里也完全适用.

在大信号作用下，放大器输入级晶体管迅速进入饱和或截止状态，是运算放大器的上升速率 SR 受到限制的重要原因. 采用如图 4-36 所示的输入端滞后补偿方式，由于 C_B 的充电电流不再受到内部驱动电流的限制，因而将有助于提高运算放大器的上升速率. 这也往往是采用输入端相位补偿的一个重要原因.

三、超前补偿

超前补偿的作用是在满足条件

$$K_0(\omega) = \frac{1}{F(\omega)}$$

的频率附近产生超前相移来获致稳定的，因此往往可以达到较宽的频带.

由于受到集成运算放大器相位补偿引出端的限制，通常很难实现放大器内部的超前补偿. 对一个同相放大器采用外部超前补偿的情况如图 4-37 所示. 它是靠并联在反馈电阻 R_F 两端的一只补偿电容来获得超前相移的. 在这种连接情况下，假设同相输入端的匹配电阻 $R_P = R_F /\!/ R_f$，则放大器的反馈系数被修改为

$$\dot{F}' = \frac{\dot{U}_-}{\dot{U}_{sc}} = \frac{R_f}{R_F + R_f}\left(\frac{1 + j\omega R_F C_B}{1 + j\omega R_P C_B}\right)$$

由于不接 C_B 时的反馈系数为 $F = \dfrac{R_f}{R_F + R_f}$，新添的零点频率和极点频率分别为

$$\left.\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi R_F C_B} \\ f_i &= \frac{1}{2\pi R_P C_B} \end{aligned}\right\} \tag{4-50}$$

由于 $f_0 < f_i$，所以补偿后的反馈系数具有超前相移，它的频率特性可以改写为

$$\dot{F}' = F\,\frac{1 + j\dfrac{f}{f_0}}{1 + j\dfrac{f}{f_i}} \qquad (\text{当 } f_0 < f_i) \tag{4-51}$$

图 4-38 是它的对数幅频特性与相频特性，这种特性和自动控制系统中的比例-微分（PD）校正装置相似.

由于在 $|\dot{K}_0 \dot{F}'| \gg 1$ 的条件下，放大器的理想闭环增益

---

* 在这种情况下，为了选择 R_B 的阻值，C_B 可暂时短接.

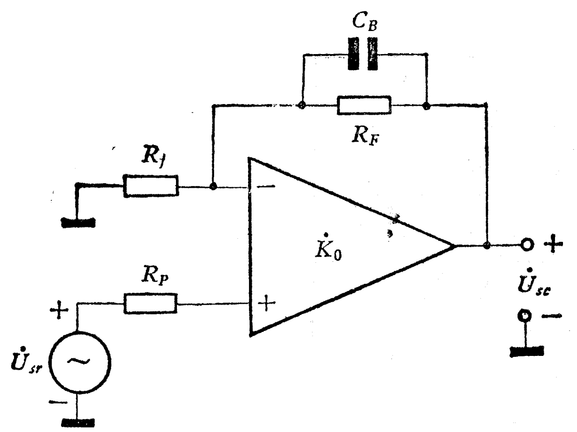


图 4-37　外部超前补偿

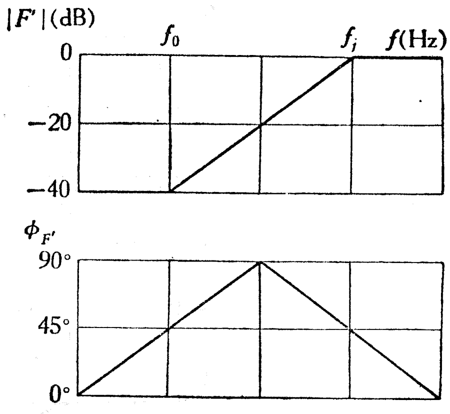


图 4-38　比例-微分校正装置的频率特性

$$\dot{K}_F \approx \frac{1}{\dot{F}'}$$

可见当 $f > f_0$ 时，将使理想闭环增益偏离原先的固定值 $(1/F)$，并随着信号频率的增加而最终下降到一。这是这种外部超前补偿方法的严重缺点。

作为例题，假设运算放大器具有式(4-36)，(4-37)所示的频率特性和参数值，反馈系数

$$F = \frac{R_f}{R_F + R_f} = 0.01$$

则补偿前的回路增益为

$$\dot{K}_0 F = \frac{100}{\left(1 + j\frac{f}{10^4}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^5}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^6}\right)}$$

如图 4-39 所示，当 $|\dot{K}_0 F| = 1$ 时，对应的回路总相移为 $-180°$，反馈放大器处于临界稳定状态。

引入超前补偿电容 C_B 以后，为了抵消原来的极点 f_2，选零点频率

$$f_0 = f_2 = 100\ \text{kHz}$$

则极点频率

$$f_j = \frac{f_0}{F} = 100 f_0 = 10\ \text{MHz}$$

因此补偿后的回路增益可表为

$$\dot{K}_0 \dot{F}' = \frac{100}{\left(1 + j\frac{f}{10^4}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^6}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^7}\right)}$$

相应的对数频率特性在图 4-35 中以虚线表示。从图中可以看到，补偿后回路增益的附加相移有了明显的改善。当 $|\dot{K}_0 \dot{F}'| = 1$ 时，反馈放大器获得了 45° 的相角稳定储备。

假设 $R_f = 1\ \text{k}\Omega$，$R_F = 99\ \text{k}\Omega$，可以确定补偿电容的电容量为

$$C_B = \frac{1}{2\pi f_0 R_F} \approx 16\ \text{pF}$$

从相位补偿的角度来看，上述的外部超前补偿方式存在以下几个限制：

(1) 从式(4-50)来看，只有当 $R_F \gg R_f$（也即 $K_F \gg 1$）时，才能保证 $f_0 \ll f_j$，并具有较好的补偿效果。在深度负反馈的条件下，$R_F \approx R_f$，$f_j \approx 2f_0$，由于零点和极点过分

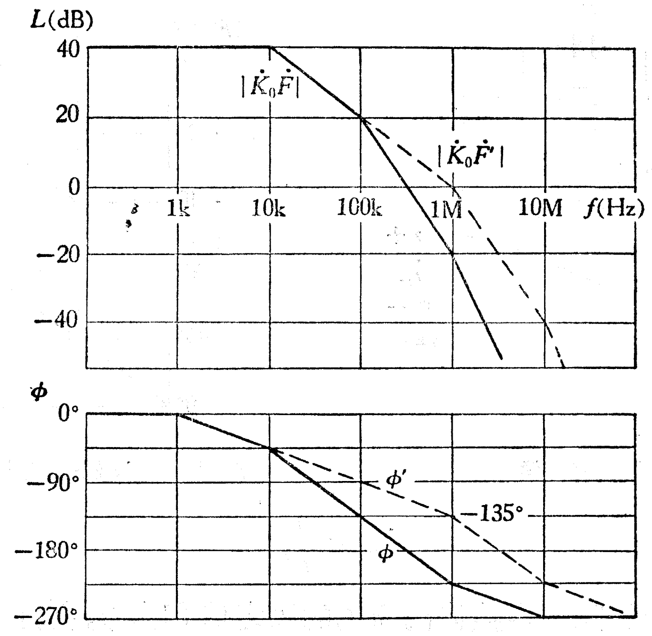


图 4-39 采用外部超前补偿的情形

靠近，补偿效果甚微.

(2) 如果反馈电阻 R_F 很大，要求的零点频率 f_0 又很高，在这种条件下 C_B 的电容量必定很小. 例如设 $R_F = 1\ \text{M}\Omega$，$f_0 = 100\ \text{kHz}$，则 $C_B \approx 1.6\ \text{pF}$；若 $R_F = 1\ \text{M}\Omega$，$f_0 = 1\ \text{MHz}$，则 $C_B \approx 0.16\ \text{pF}$. 这时电路中分布电容的影响已经不能忽略，所以补偿效果也不理想.

(3) 在回路增益中增加一个零点所能提供的超前相移充其量不过是 90°，所以在深度负反馈的条件下单靠超前补偿已无法奏效.

四、滞后-超前补偿

把超前补偿和滞后补偿两种方法结合起来，常常可以弥补它们各自的弱点，从而在满足稳定性要求的前提下获得更宽的频带.

仍以式(4-36)和(4-37)所示的三级放大器为例，根据图 4-39 可知，在 $F = 0.1$ 的反馈条件下，单靠超前补偿已无法使反馈放大器达到预期的稳定储备.

采用滞后-超前补偿的设计步骤是：在 $F = 0.1$ 的反馈条件下，首先引入滞后补偿修改运算放大器的开环频率特性，使之达到临界稳定状态；然后采取适当的超前补偿，使回路增益的相角稳定储备达到预期要求.

在图 4-40 所示的例题中，已知

$$\dot{K}_0 = \frac{10^4}{\left(1 + j\frac{f}{10^4}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^5}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^6}\right)}$$

由图可见，当 $\phi_0 = -180°$ 时，$|\dot{K}_0| = 100$ 倍 (40 dB)，因此在 $F = 0.1$ 的反馈条件下，增益的裕量为 10 倍 (20 dB). 为此首先采用图 4-28 所示的内部串联电容补偿，引入第一只补偿电容 C_{B1}，使放大器的第一个转折频率 f_1 降低十倍频，即令

$$f_1' = \frac{1}{2\pi R_1(C_1 + C_{B1})} = 1\ \text{kHz}$$

放大器经 C_{B1} 补偿后的开环频率特性记作 $\dot{K}_0'$，有

$$\dot{K}_0' = \frac{10^4}{\left(1+j\frac{f}{10^3}\right)\left(1+j\frac{f}{10^5}\right)\left(1+j\frac{f}{10^6}\right)}$$

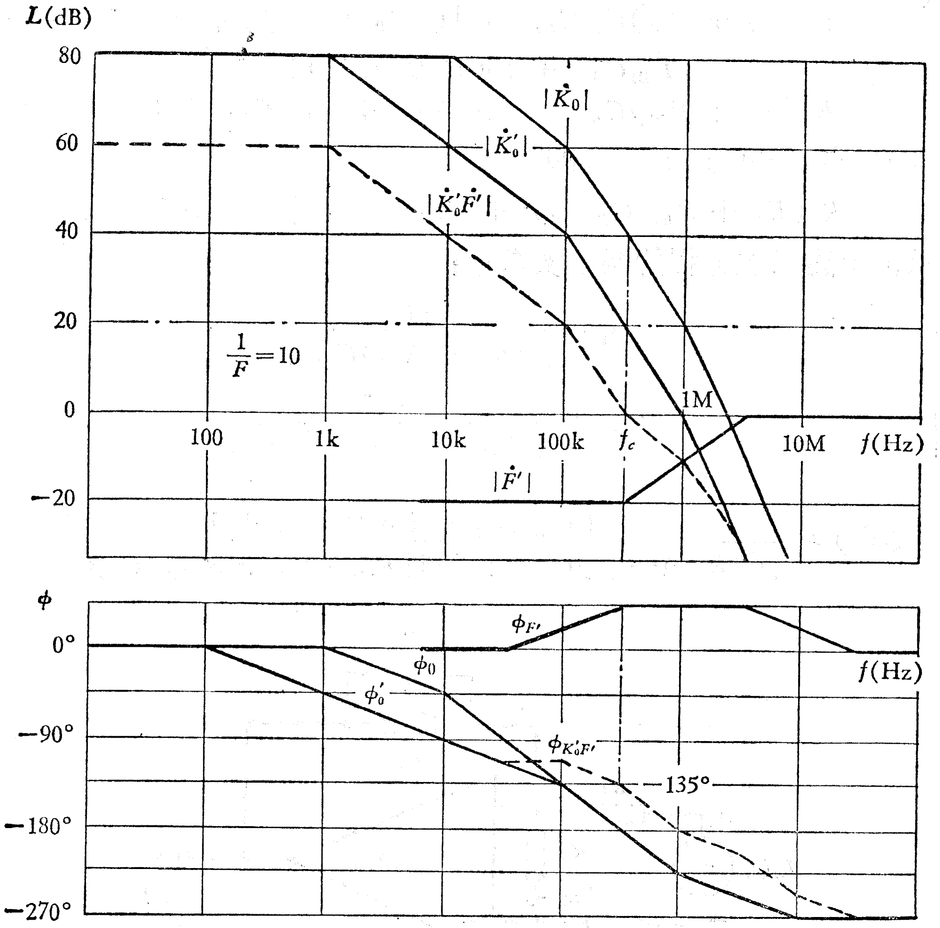


图 4-40 采用滞后-超前补偿的情形

由图 4-40 可见，当 $f=f_c$ 时，$|\dot{K}_0'|=\frac{1}{F}$，对应的 $\phi_0'=-180°$，反馈放大器处于临界稳定状态。

然后在反馈电阻 R_F 上并联第二只补偿电容 C_{B2}，以实现外部超前补偿。这时新的反馈系数 $\dot{F}'$ 具有式(4-51)的形式。

由于 $F=0.1$，$f_j=f_0/F=10f_0$。在这种限制下，当 $f=f_0$ 时，$\phi_{F'}\approx 45°$，而 $|\dot{F}'|\approx F$。也就是说，如果选择 $f_0=f_c$，那么当超前补偿网络为回路增益提供 45° 超前相移时，回路增益的模并没有变化，因此使 $|\dot{K}_0\dot{F}'|=1$ 的频率仍为 f_c 没有改变。可见在这种安排下，回路增益的相角稳定储备恰好为 45°。

根据以上分析，选择

$$f_0=\frac{1}{2\pi R_F C_{B2}}=f_c\approx 320\,\mathrm{kHz}$$

据此可以确定 C_{B2} 的电容量。

对于一个反相放大器采用外部滞后-超前补偿的接线如图 4-41 所示。设同相端匹配电阻 $R_P=R_F/\!/R_f$，则补偿后反馈放大器的回路增益的拉普拉斯变换式可表为

$$K_0'(s)F'(s)=K_0(s)F\frac{(R_{B1}C_{B1}s+1)(R_FC_{B2}s+1)}{R_P(R_P+R_{B1})C_{B1}C_{B2}s^2+[(2R_P+R_{B1})C_{B1}+R_PC_{B2}]s+1}$$

式中，$F=R_f/(R_F+R_f)$ 为补偿前的反馈系数，由于通常有 $C_{B1}\gg C_{B2}$，所以

$$G(s)=\frac{(R_{B1}C_{B1}s+1)(R_FC_{B2}s+1)}{R_P(R_P+R_{B1})C_{B1}C_{B2}s^2+[(2R_P+R_{B1})C_{B1}+R_PC_{B2}]s+1}$$

$$\approx\frac{(R_{B1}C_{B1}s+1)(R_FC_{B2}s+1)}{R_P(R_P+R_{B1})C_{B1}C_{B2}s^2+(2R_P+R_{B1})C_{B1}s+1}$$

为确定 $G(s)$ 的极点，令其分母为零，即

$$R_P(R_P+R_{B1})C_{B1}C_{B2}s^2+(2R_P+R_{B1})C_{B1}s+1=0$$

用近似方法求出上述二次方程的两个实数根：

$$s_1\approx\frac{-1}{(2R_P+R_{B1})C_{B1}}$$

$$s_2\approx\frac{-1}{[R_P/\!/(R_P+R_{B1})]C_{B2}}$$

因此

$$G(s)\approx\frac{(R_{B1}C_{B1}s+1)(R_FC_{B2}s+1)}{[(2R_P+R_{B1})C_{B1}s+1]\{[R_P/\!/(R_P+R_{B1})]C_{B2}s+1\}}\tag{4-52}$$

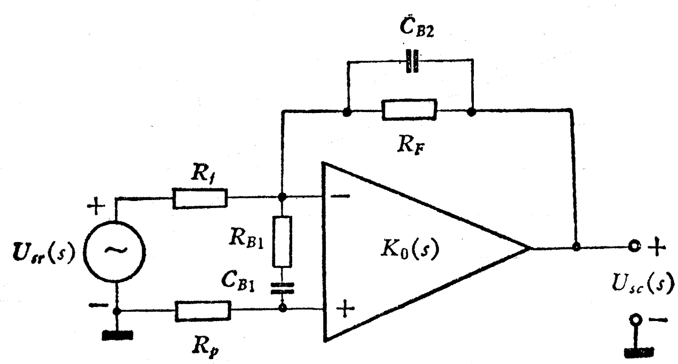


图 4-41 采用外部滞后-超前补偿的反相放大器

它具有两个零点和两个极点，它们的频率为

$$\left.\begin{aligned}f_{01}&=\frac{1}{2\pi R_{B1}C_{B1}}\\ f_{02}&=\frac{1}{2\pi R_FC_{B2}}\\ f_{j1}&=\frac{1}{2\pi(2R_P+R_{B1})C_{B1}}\\ f_{j2}&=\frac{1}{2\pi[R_P/\!/(R_P+R_{B1})]C_{B2}}\end{aligned}\right\}\tag{4-53}$$

如果 $f_{j2}>f_{02}>f_{01}>f_{j1}$，则 $G(s)$ 具有比例-微分-积分 (PID) 校正装置的典型特性，它的对数幅频特性与相频特性如图 4-42 所示。

值得注意的是，在 $f=f_{02}$ 处，$|\dot{G}|$ 的折线近似对数幅频特性尚未上升，但提供了约为 45° 的超前相移。此外，$|\dot{G}|$ 的中频段增益衰减为

$$\frac{f_{j1}}{f_{01}}=\frac{R_{B1}}{2R_P+R_{B1}}\tag{4-54}$$

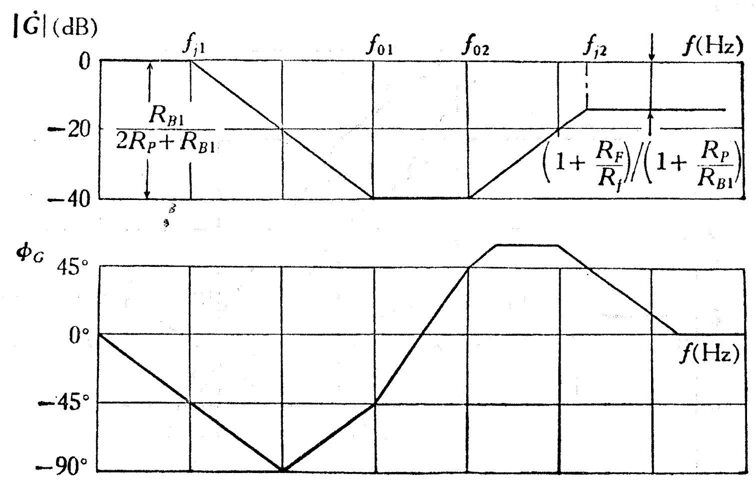


图 4-42　比例-积分-微分校正装置的频率特性

而利用式(4-52)可以求出 $|\dot{G}|$ 在高频段的增益

$$\lim_{s\to\infty} G(s) = \frac{1+\dfrac{R_F}{R_f}}{1+\dfrac{R_P}{R_{B1}}} \tag{4-55}$$

下面采用估算与实验相结合的工程方法来选择相位补偿网络的参数，但为了分别说明滞后补偿与超前补偿的作用，仍通过一个具体例子来进行. 假设补偿前运算放大器的开环频率特性和参数值如式(4-36)和(4-37)所示，并设 $F=0.1$，则补偿前反馈放大器的回路增益为

$$\dot{K}_0F = \frac{10^3}{\left(1+j\dfrac{f}{10^4}\right)\left(1+j\dfrac{f}{10^5}\right)\left(1+j\dfrac{f}{10^6}\right)}$$

它的对数频率特性在图 4-43 中以实线表示，当 $\phi_0 = -180°$ 时，对应的 $|\dot{K}_0F| = 10$（即 20 dB)，因此闭环是不稳定的. 以下的步骤是:

(1) 去掉两只补偿电容(C_{B1} 和 C_{B2})，单在放大器的同相与反相输入端之间并联电阻 R_{B1}，选择 R_{B1} 的阻值，使闭环放大器在给定的反馈条件下达到临界稳定状态，测出这时的振荡频率 f_z.

根据前面的分析可知，在本例中应选

$$\frac{R_{B1}}{2R_P+R_{B1}} = \frac{1}{10}$$

衰减 10 倍以后回路增益的对数幅频特性在图中以虚线①表示，它的相频特性没有变化，仍为 ϕ_0. 如图所示，当对数幅频特性①下降到 0 dB 时的频率就是自激振荡的频率 f_z，本例中

$$f_z \approx 320\ \text{kHz}$$

由于 $F=0.1$，如果设 $R_f = 10\ \text{k}\Omega$，则 $R_F = 90\ \text{k}\Omega$，$R_P = R_F /\!/ R_f = 9\ \text{k}\Omega$，所以为使 $|\dot{K}_0F|$ 衰减 10 倍，应选

$$R_{B1} = 2\ \text{k}\Omega$$

(2) 在输入端的滞后补偿网络中串接补偿电容 C_{B1}，它的作用是恢复放大器的低频段增益，减小运算误差. 选择 C_{B1} 的原则是保证滞后补偿网络所产生的零点频率比振荡频率

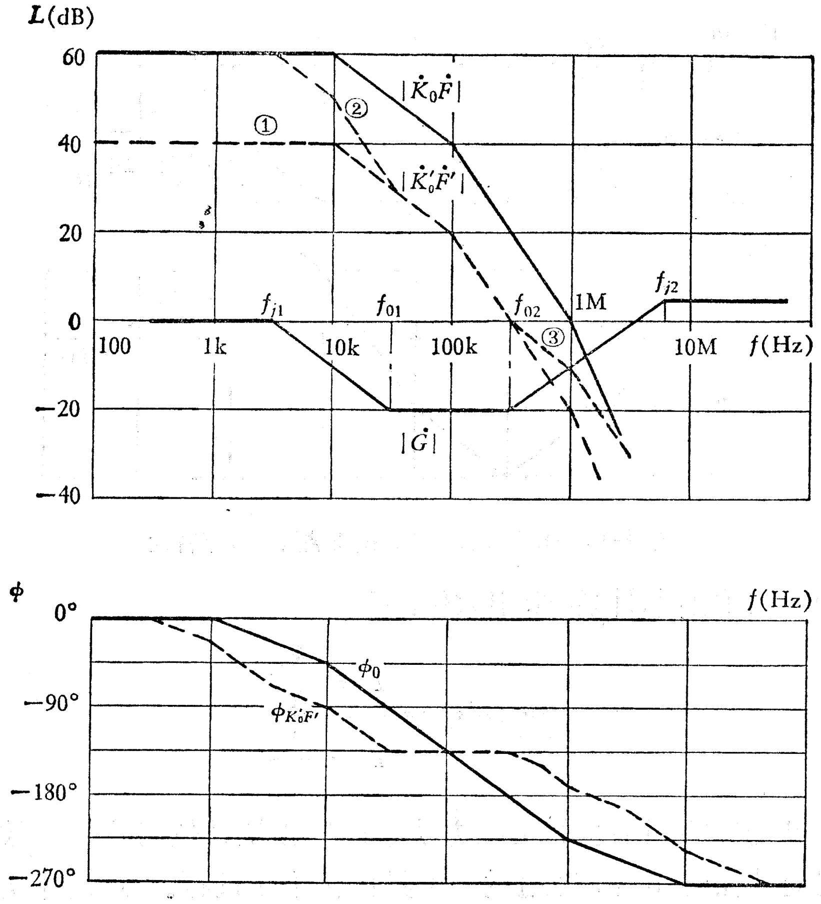


图 4-43 采用外部滞后-超前补偿的情形

低 5—10 倍，即有

$$f_z \geqslant (5\text{—}10) f_{01}$$

以免与之相应的滞后相移在 f_z 处产生不利影响．因此根据式(4-53)应有

$$C_{B1} \geqslant \frac{1}{R_{B1} f_z} \tag{4-56}$$

在图 4-43 中，选 $f_{01} = 0.1 f_z \approx 32$ kHz，因此

$$C_{B1} = \frac{1}{2\pi f_{01} R_{B1}} \approx 2500 \text{ pF}$$

接入 C_{B1} 后回路增益的对数幅频特性在图中以虚线②表示．

(3) 在反馈电阻 R_F 的两端并联超前补偿电容 C_{B2}，它的作用是在 f_z 处提供超前相移，使闭环放大器获得预期的相角稳定储备．

为了获得满意的超前补偿效果，应使

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi R_F C_{B2}} \approx f_z$$

或

$$C_{B2} \approx \frac{1}{2\pi f_z R_F} \tag{4-57}$$

在本例中 $R_F = 90\ \text{k}\Omega$，$f_z = 320$ kHz，所以

$$C_{B2} \approx 5.6 \text{ pF}$$

在 R_{B1}，C_{B2} 都已选定的情况下，第二个极点频率业已确定，根据式(4-53)有

$$f_{j2} = \frac{1}{2\pi[R_P//(R_P + R_{B1})]C_{B2}} \approx 5.8\ \text{MHz}$$

引入超前补偿后回路增益的对数幅频特性如虚线③所示.

经过滞后-超前补偿,回路的相频特性 $\phi_{K_0'F'}$ 在图 4-43 中用虚线表示. 说明在 $|\dot{K}_0'\dot{F}'| = 1$ 的频段上,回路的附加相移减小,相角稳定储备可以达到 45° 左右.

在实际调整过程中，还常常根据闭环放大器的阶跃响应特性，进一步调整 C_{B2} 的参数,使之满足阶跃特性的要求.

在图 4-40 和图 4-43 的两个例题中,超前相移都是由外部补偿电容 C_{B2} 来提供的，因此在使用过程中要特别注意这种补偿方法的局限性,主要表现为:

(1) 当信号频率 $f > 1/2\pi R_F C_{B2}$ 时，放大器的反馈系数 $\dot{F}'$ 将随频率变化，从而引起严重的运算误差;

(2) 在深度负反馈的条件下，$R_F \approx R_f$，由于相应的零、极点(f_{02} 和 f_{j2})靠得太近,补偿网络所能提供的超前相移很小,所以补偿效果将很差.

五、正馈补偿

正馈补偿在原理上不同于前面介绍的三种相位补偿方法,它的原理框图如图 4-44 所示. 图中，$\dot{K}_1$ 和 $\dot{K}_2$ 分别为运算放大器前置级和末级的增益,并且设 $\dot{K}_1$ 的截止频率远低于 $\dot{K}_2$，那么利用补偿电容 C_B 将反相输入端的高频信号直接耦合到宽频带的末级，就可以避免频带较窄的前置级对整个运算放大器频带的限制. 如果宽频带的末级在主要频段上只有一个极点,则对于任何与频率无关的负反馈网络来说,闭环放大器都将是稳定的.

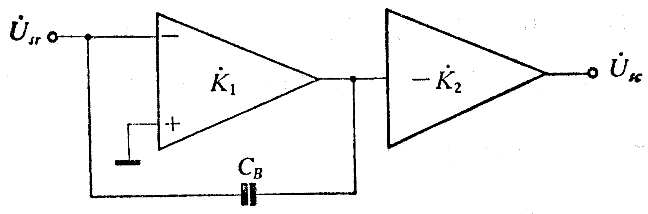


图 4-44 正馈补偿

正馈补偿方案在原理上同斩波稳零放大器(详见第三章第四节)类似. 在低频信号作用下，C_B 相当于开路，放大器的开环增益为 $\dot{K}_1\dot{K}_2$，它为低频段的闭环运算精度提供了所需的高增益. 在高频信号作用下,前置级被 C_B 旁路,从而大大减小了放大器的附加相移,改善了闭环的稳定性. 可见,在正馈连接下,整个放大器的开环频率特性可表为:

$$K_0'(j\omega) = \left[K_1(j\omega) + \frac{j\omega r C_B}{1 + j\omega r C_B}\right] K_2(j\omega) \tag{4-58}$$

式中，r 是 $\dot{K}_1$ 和 $\dot{K}_2$ 连接处的等效电阻.

在高频时 $\dot{K}_1$ 为 C_B 所旁路,则 $K_0'(j\omega)$ 近似表为

$$K_0'(j\omega) \approx \frac{j\omega r C_B}{1 + j\omega r C_B} K_2(j\omega) \tag{4-59}$$

根据上述原理，正馈补偿方法主要适用于前置级的带宽比较窄的运算放大器电路. 从这个意义上来说，集成运算放大器 5G24 是满足上述条件的，因为与采用 NPN 管共射放大器的第二增益级相比，采用横向 PNP 管参与放大功能的输入级电路对限制 5G24 的带宽起着决定性作用.

图 4-45 是 5G24 采用正馈补偿的一个例子. 它是闭环增益为一的反相放大器，它的

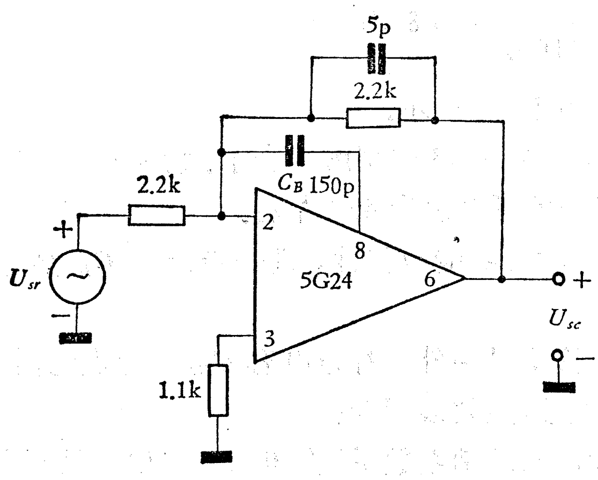


图 4-45　5G24 采用正馈补偿

特点是选用低阻值的反馈电阻和 5pF 电容来削弱放大器输入电容的影响．由于取消了第二级的反馈补偿电容(通常为 30 pF)，可以使上升速率由 0.6 V/μs 提高到 8 V/μs 左右．

可见，正馈补偿方案同图 4-36 所示的输入端滞后补偿方案一样，对于提高闭环放大器在大信号作用下的上升速率也是有益的．

但是正馈补偿方案通常只适用于放大器的反相运用组态．这是因为正馈补偿电容 C_B 不能将同相输入端的信号同时耦合到末级去，所以放大器对于同相输入端的信号来说带宽将大大减小．

第三节　性能扩展

在应用电路中，通用型集成运算放大器的某些参数不能完全满足技术要求的情况是时常发生的，如失调过大、输入阻抗过低，输出负载能力不足等等．在这种情况下，当然可以改用某些性能更高的产品，但是如果在电路的设计中采取一些措施，往往可以使运算放大器的性能得到扩展，这样集成运算放大器的应用范围就更大了．

一、减小失调漂移

1. 失调电压的补偿

随着集成度的提高，目前已经能够在一个硅片上制作两个(或两个以上)性能互相匹配的集成运算放大器，利用它们的输入失调电压及其温度漂移互相补偿的原理，可以获得失调电压极低的电路．这种失调补偿的原理可以用图 4-46 来说明，图中 A_1 接成增益为 1 的电压跟随器，由于 $U_{os1} \approx U_{os2}$，所以等效放大器输入回路的失调电压及其温度漂移可以做得很低．

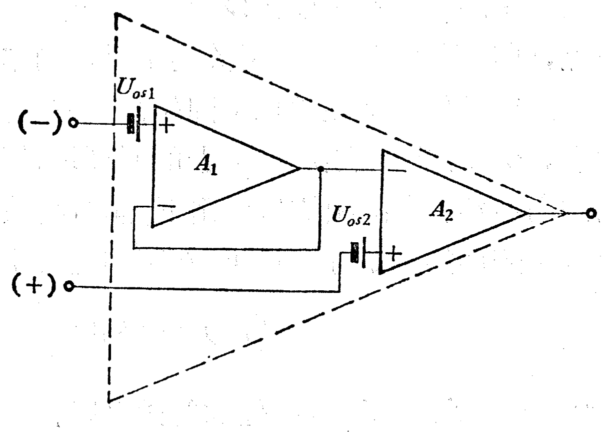


图 4-46　失调电压的补偿

此外，斩波稳零放大器也是减小失调漂移的一种有效方法，它的原理详见本书第三章第四节．

2. 偏置电流的补偿

在信号源内阻比较高的情况下，运算放大器的输入偏置电流及其温度漂移常常成为运算误差的主要来源，特别是当信号源内阻不定时，这种失调漂移的影响更为突出．

偏置电流的补偿原理如图 4-47 所示．它利用在运算放大器输入端外接的一级 PNP 管恒流源，分别向两个输入端提供所需的偏置电流 I_{b-} 和 I_{b+}．由于不再有偏置电流通过

信号源的内阻，所以即使在信号源内阻不定的情况下，也可以大大减小偏置电流及其温度漂移所引起的运算误差。

从原理上说，只要晶体管 T_1，T_2 的特性能够与运算放大器的输入级差动对管互相匹配，那么这种补偿方案就可以在很大的温度范围内跟踪输入偏置电流的漂移。而且由于 T_1 和 T_2 均为恒流源电路，所以它并不影响运算放大器的输入电阻和输入共模电压范围等参数。

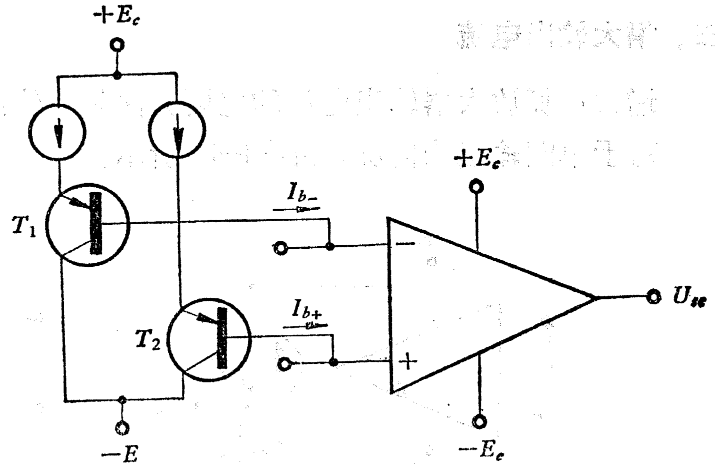


图 4-47 偏置电流的补偿

二、提高输入电阻

图 4-48 是两种提高运算放大器差模输入电阻的方案。图 (a) 利用外接的一级晶体管射极跟随器来提高输入电阻，如果晶体管 T_1 和 T_2 的电流增益为 β，则从两管基极视入的等效电阻近似为

$$r_d' \approx \beta r_d$$

与此同时，放大器的输入偏置电流折合到 T_1 和 T_2 的基极回路也将减小 β 倍。

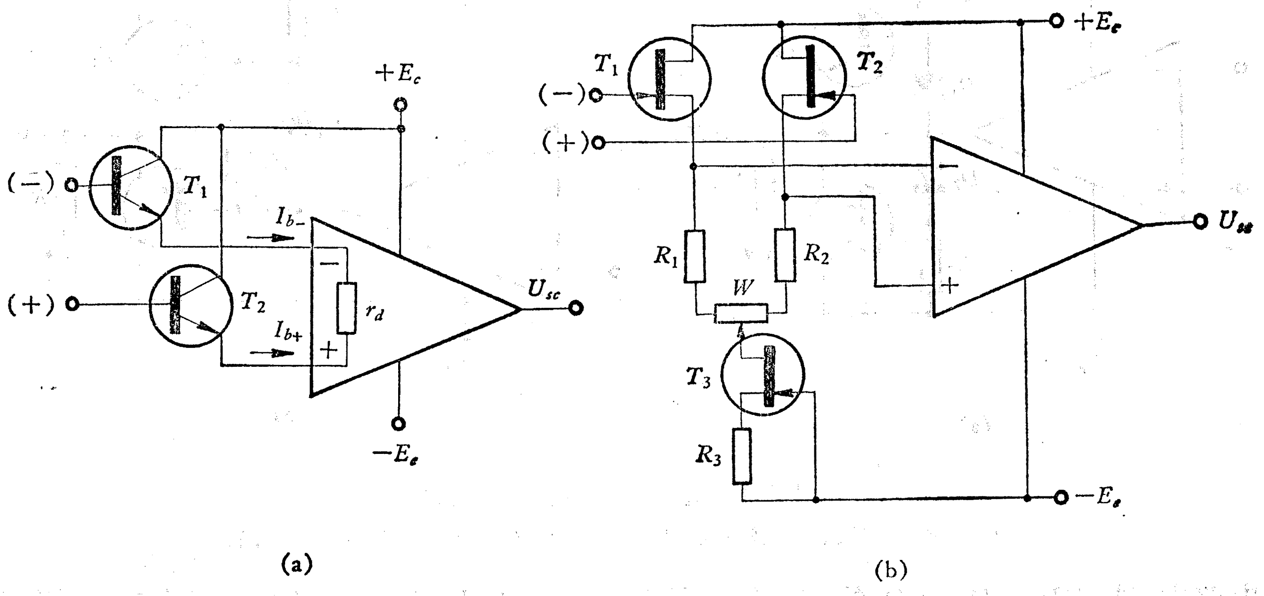


图 4-48 两种提高输入电阻的方案

(a) 利用晶体管射极跟随器提高输入电阻；(b) 利用场效应管源极跟随器提高输入电阻。

显然，对于晶体管 T_1 和 T_2 来说，它们的 β 和 U_{be} 必须是严格匹配的，否则将在放大器的输入端引起附加的失调电压及其漂移。

图 4-48(b) 利用结型场效应管组成的差动源极跟随器来获得高输入阻抗，这种方案的最大优点是可以使输入电阻达到 10^9—10^{11} Ω 以上。缺点是输入失调电压及其温度漂移通常比图(a)的方案高得多。

三、增大输出电流

增大运算放大器输出电流的主要方法是在输出端加接晶体管射极跟随器.

对于单向输出的情况,如图 4-49 所示.

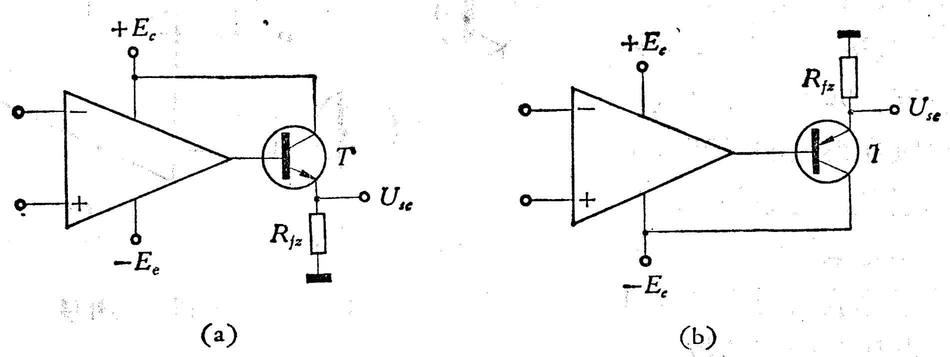


图 4-49 增大单向输出电流的方法

(a) 增大正向输出电流; (b) 增大负向输出电流.

对于双向输出的情况,可以在输出端加接一级互补跟随器,如图 4-50(a) 所示. 当输出电流较大时,由于推挽管 T_1 或 T_2 的基极电流在电阻 R_1 或 R_2 上产生一定的压降,使输出电压 U_{sc} 的摆幅有所下降. 针对上述缺点,图 4-50(b) 在电路上做了改进. 在这个改进

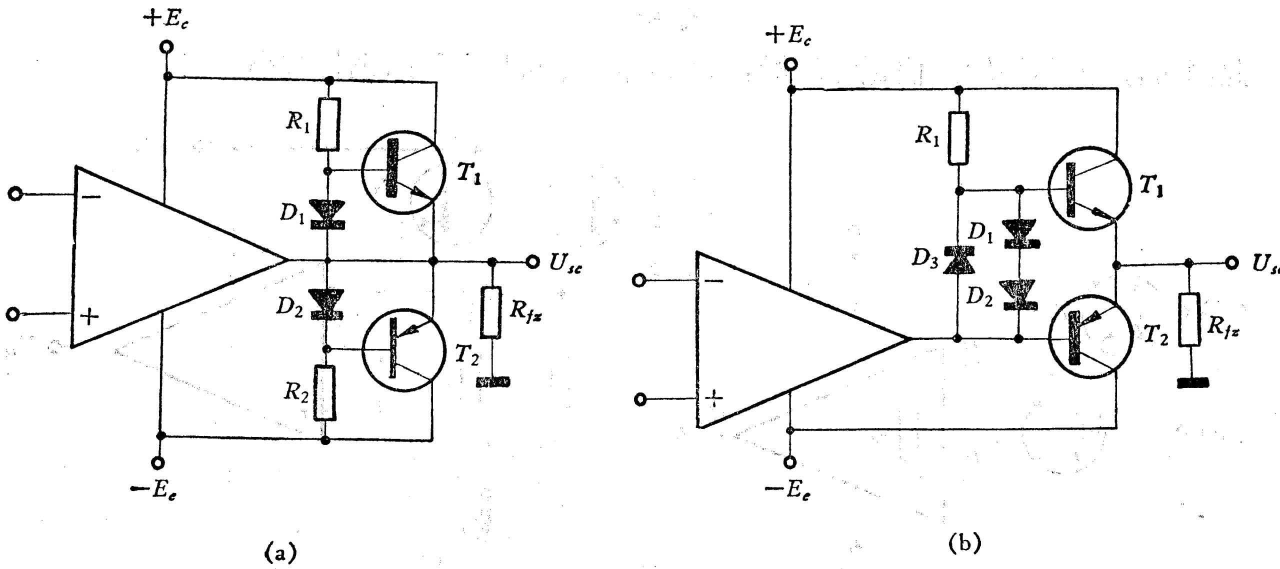


图 4-50 增大双向输出电流的方法

(a) 采用互补跟随器增大双向输出电流; (b) 双向输出的改进电路.

电路中,硅二极管 D_1 和 D_2 的作用仍然是向推挽管 T_1 和 T_2 提供必要的静态电流,以减小交越失真. 因此在静态和小电流输出时,锗二极管 D_3 并不导通. 但是在输出较大的正向电流时,运算放大器可以通过 D_3 直接驱动晶体管 T_1,这时 D_1 和 D_2 均截止,所以输出电压的摆幅可以增大. 当负向输出电流较大时,T_2 的基极电流可以直接注入运算放大器,也不存在电阻压降的损失.

四、增大输出电压的摆幅

由于受到电源电压的限制,在电源电压为 ±15 V 时,集成运算放大器的输出电压摆

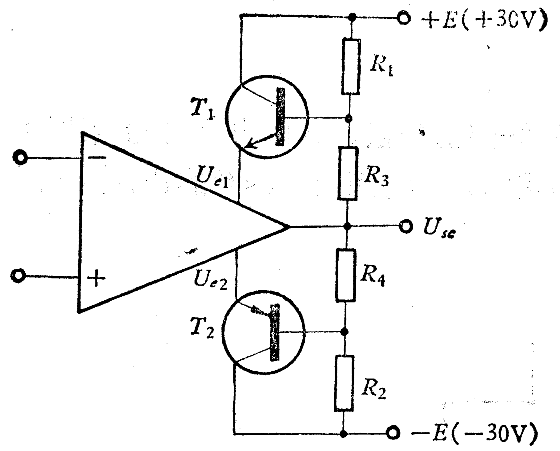


图 4-51 增大输出电压的摆幅

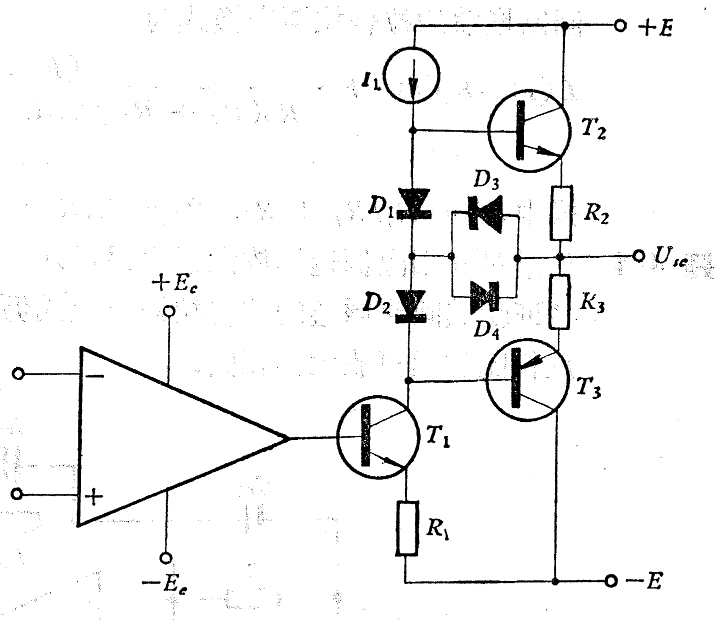


图 4-52 扩展输出功率

幅一般不超过 ±12 V. 对于某些应用场合需要扩展输出电压的摆幅时，可以采用如图 4-51 所示的方案. 如果选正负电源为 ±30 V, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, 则运算放大器的正负电源为 U_{e1} 和 U_{e2}, 静态下仍为 ±15 V 左右.

这个电路的特点是当输出电压变化时，运算放大器的电源电压是浮动的. 例如当 $U_{sc} = +24$ V 时, $U_{e1} \approx 27$ V, $U_{e2} \approx -3$ V; 反之当 $U_{sc} = -24$ V 时, $U_{e1} \approx 3$ V, $U_{e2} \approx -27$ V. 也就是说，当输出电压变化时，运算放大器正、负电源之间的电位差($U_{e1} - U_{e2}$)恒等于 30 V 左右，但输出电压的摆幅可以扩展到 ±24 V 左右. 值得注意的是，运算放大器电源电压的浮动范围必须小于它所允许的共模输入范围. 对于上述例子，运算放大器的电源电压浮动范围为 ±12 V，所以只有像 5G24 等共模输入电压达到 ±12 V 以上的电路才能胜任.

图 4-52 是增大输出电压摆幅的另外一种方案，它实际上是在运算放大器的输出端再外接一个互补推挽输出级. 这个方案不仅能增大输出电压的摆幅，而且也增加了双向输出电流，所以它又是一种扩展输出负载能力(即输出功率)的方案.

习　　题

题 4-1 对反相比例运算放大器采用输入端滞后补偿的接线如图 4-36 所示，试证明它的回路增益为

$$\dot{K}_0\left(\frac{R_f}{R_F + R_f}\right)\left(\frac{1 + j\dfrac{f}{f_0}}{1 + j\dfrac{f}{f_j}}\right) \qquad (1)$$

式中, $f_0 = 1/2\pi R_B C_B$, $f_j = 1/2\pi(2R_P + R_B)C_B$, $R_P = R_F R_f/(R_F + R_f)$.

题 4-2 如果对同相比例运算放大器也采用输入端的 RC 串联滞后补偿，试画出这时的接线图，并证明其回路增益仍如式(1)所示，因而其参数选择的原则与反相比例运算放大器相同.

题 4-3 反相比例运算放大器采用外部滞后-超前补偿的接线如图 4-41 所示，试证明其

回路增益的拉普拉斯变换式为

$$L(s)=K_0(s)\cdot F\cdot\frac{(R_{B1}C_{B1}s+1)(R_FC_{B2}s+1)}{R_P(R_P+R_{B1})C_{B1}C_{B2}s^2+[(2R_P+R_{B1})C_{B1}+R_PC_{B2}]s+1}\tag{2}$$

式中，$F=R_f/R_F+R_f$，$R_P=R_FR_f/(R_F+R_f)$.

题 4-4 如果对同相比例运算放大器也采用外部滞后-超前补偿，试画出这时的接线图，并证明其回路增益的拉普拉斯变换式仍如式(2)所示，因而其参数的选择原则与反相比例运算放大器相同.

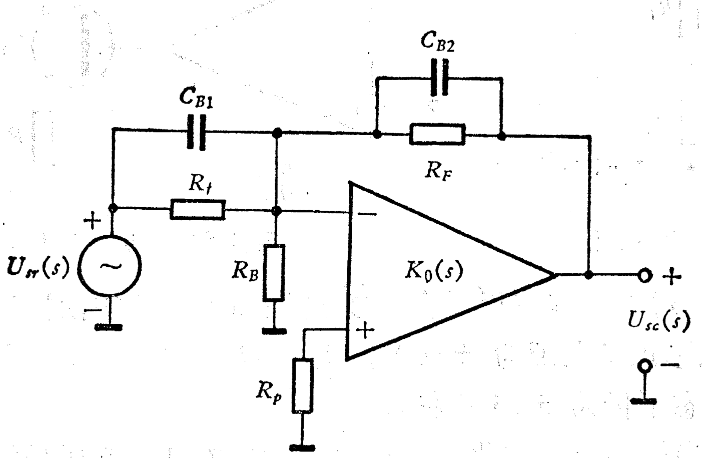


图 4-53 外部超前补偿

题 4-5 采用图 4-37 所示的外部超前补偿，缺点是在高频段改变了闭环的理想增益. 改进的方案如图 4-53 所示，并令 $R_FC_{B2}=R_fC_{B1}$，证明该放大器的理想闭环增益为

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=-\frac{R_F}{R_f}\tag{3}$$

其回路增益为

$$L(s)=K_0(s)\cdot\left(\frac{R_P}{R_F}\right)\left[\frac{R_fC_{B1}s+1}{R_P(C_{B1}+C_{B2})s+1}\right]\tag{4}$$

式中设同相端的匹配电阻 $R_P=R_F/\!/R_f/\!/R_B$. 不难证明 $R_fC_{B1}>R_P(C_{B1}+C_{B2})$，因此该修正项具有超前相移，这个方案的缺点是降低了回路的直流增益.

参 考 文 献

[1] 绪方胜彦著，卢伯英等译，现代控制工程，科学出版社，1976.

[2] Grame, J. G., Tobey, G. E. and Huelsman, L. P., Operational Amplifiers Design and Applications, McGraw-Hill, New York, 1971.（中译本«运算放大器——设计和应用»，何同杰等译，科学出版社，1978.）

[3] Roberge, J. K., Operational Amplifiers—Theory and Practice, John Wiley & Sons, New York, 1975.

第五章　信号运算电路

前四章讲述了集成运算放大器的基本工作原理，从本章起，将介绍它在各种科学技术领域中的应用．根据应用电路的功能，应用电路部分共分六章：信号运算电路，信号处理电路，信号发生电路，信号变换电路，测量电路，以及有源校正和调节器．

信号运算电路又叫模拟电路，它包括反相运算电路，同相运算电路，差动运算电路，积分和微分运算电路，对数和反对数运算电路，以及乘法和除法运算电路等．这类基本运算电路在模拟计算机、测量装置和自动控制系统等电子设备中已得到了非常广泛的应用．

上述运算电路，特别是反相、同相和差动运算电路是组成其他各种应用电路的基础，所以本章对它们进行了比较详细的分析，以便为掌握其他应用电路奠定良好的基础．

在分析各种应用电路的工作原理时，通常都把实际运算放大器视为理想运算放大器，这是一种行之有效的分析方法．只当需要研究应用电路的定态误差和动态误差时，我们才考虑实际运算放大器的增益、频率特性、失调及漂移、输入特性、输出特性和噪声特性等带来的影响．

第一节　运算放大器的基本性质

一、运算放大器的图形符号

大多数集成运算放大器都是双端输入和单端输出的高增益直流放大器．它的引出端子中，除了两个输入端和一个输出端外，还有两个正、负电源引入端，调零端，有时还有相位补偿端，以及其他一些特殊引出端子．但对分析应用电路来讲，运算放大器本身的具体电路结构一般无关紧要，在引出端子中，直接有关的也只是两个输入端和一个输出端，仅在特殊应用场所，才可能涉及到电源引入端等少数端子．因此，为了简化应用电路，常用带两个输入端和一个输出端的三角形符号来代表运算放大器，如图 5-1(a) 所示，只在特殊需要时，才把有关引出端注明，如图 5-1(b) 所示．

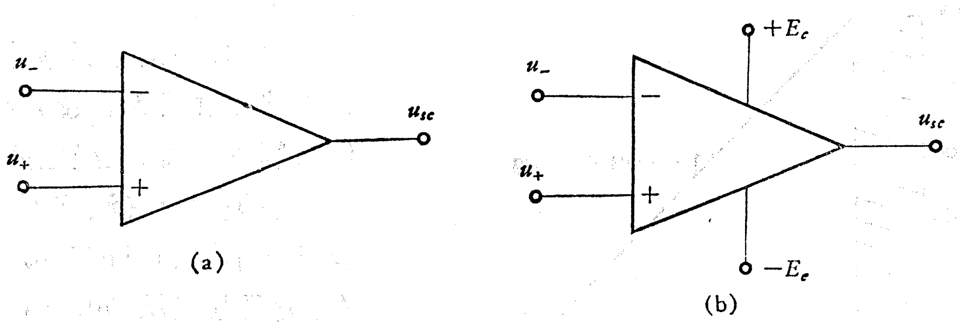


图 5-1　理想运算放大器的图形符号

在图 5-1(a) 和(b)的运算放大器图形符号中，符号“－”代表运算放大器的反相输入端，u_- 是这个端子对地的电压，符号“＋”代表同相输入端，u_+ 是同相端子对地的电压，

u_{sc} 代表输出端的输出电压. $+E_c$ 和 $-E_e$ 分别代表运算放大器所需的正、负电源电压，在常规应用中，它们常是大小相等，极性相反的，今后遇到这种常规使用条件，我们就不再标注电源符号了.

二、集成运算放大器的基本性质

通用集成运算放大器大体上都具有下列共同特性：

第一，电压增益. 直流差动电压增益 K_0 为

$$K_0 = \frac{U_{sc}}{U_+ - U_-}$$

为了满足应用电路的运算精度要求，K_0 值一般都在 80—120 dB，它对应的直流开环电压放大倍数为 10^4—10^6. 例如，5G24 的 K_0 约为 106 dB，BG305 的 K_0 约为 112 dB. 因此，在应用电路的分析中，可以认为 $K_0 \approx \infty$.

大多数集成运算放大器的输入级都具有对称平衡结构，共模抑制比 CMRR 很高，一般都在 80 dB 以上. 例如，5G24 的 CMRR 为 80—86 dB. 由于直流共模增益 K_c 为

$$K_c = \frac{K_0}{\text{CMRR}} = \frac{U_{scc}}{\frac{1}{2}(U_+ + U_-)}$$

所以，在应用电路的分析中，可以认为 $K_c \approx 0$.

第二，输入特性. 运算放大器的差动输入阻抗和共模输入阻抗都很高. 差动输入电阻一般在 10^5—$10^{11}\,\Omega$ 范围，共模输入电阻在 10 MΩ 以上. 例如，5G24 的差动输入电阻约为 1 MΩ，BG305 的差动输入电阻为 0.5—2 MΩ，具有场效应管输入级的集成运算放大器的差动输入电阻高达 $10^{11}\,\Omega$ 以上. 因此，在许多应用条件下，特别是信号频率不高时，可以认为运算放大器的输入阻抗为无穷大，它不需要从信号源索取任何电流，其输入偏置电流为零.

第三，输出特性. 大多数集成运算放大器都采用互补射极跟随器或类似电路作输出级，所以它的输出电阻一般在几十欧到一、二百欧，个别运算放大器的输出电阻达千欧级，例如，5G23 的输出电阻约为 2kΩ. 但由于运算放大器总在深负反馈条件下工作，闭环输出电阻要比上述数值小得多. 因此，可以认为运算放大器的输出电阻为零，亦即在允许的负载电流范围内，输出电压与负载电流大小无关.

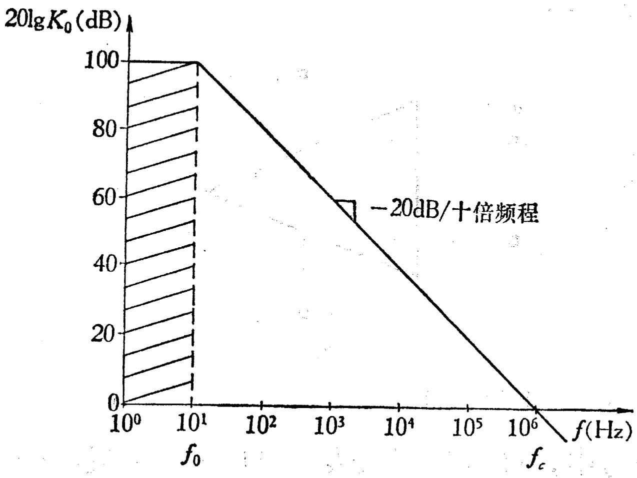


图 5-2 通用集成运算放大器的典型开环幅频特性

第四，失调和漂移特性. 近年来，集成工艺改进很大，超 β 晶体管等新型元件试制成功，输入级电路日臻完善，这些成就使失调及其漂移不断减小. 失调电压已从早期的 5 mV 减小到 0.1 mV 左右，失调电流从 500 nA 减小到 0.01 nA 左右，失调电压温漂从 5 μV/℃ 减到 0.2 μV/℃ 左右，失调电流温漂从 10 nA/℃ 减小到 0.001 nA/℃ 左右. 因此，在一

般应用中，可以认为失调及其漂移都为零，不会引入明显的直流运算误差.

第五，频率特性. 为了提高应用电路的稳定性，在许多实际电路中，都设法使运算放大器具有单极点的频率特性，典型对数幅频特性如图 5-2 所示. 例如，在 5G24 的相位补偿端——"8"端与"9"端之间，外接 30 pF 的相位补偿电容，则其开环对数幅频特性就与图 5-2 的典型特性十分接近. 这种频率特性的共同特点是 -3 dB 带宽 f_0（工程上又叫截止频率）约为 10 Hz，0 dB 带宽 f_c（工程上又叫剪切频率，单位增益带宽）约为 1 MHz，在 f_0 与 f_c 之间，频率特性按 -20dB/十倍频程的斜率衰减.

这种典型特性的参数间有固定的关系. 众所周知，单极点频率特性 $K_0(j\omega)$ 和传递函数 $K_0(s)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} K_0(j\omega) = \dfrac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_+ - \dot{U}_-} = \dfrac{K_0}{1 + j\omega\tau_0} \\ K_0(s) = \dfrac{U_{sc}(s)}{U_+(s) - U_-(s)} = \dfrac{K_0}{1 + \tau_0 s} \end{cases} \tag{5-1}$$

式中，K_0 为 $\omega = 0$ 时的开环增益，τ_0 为相应极点的时间常数

$$\tau_0 = \frac{1}{\omega_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \tag{5-2}$$

乘积 $K_0\omega_0$ 叫做运算放大器的开环增益-带宽积，它是运算放大器在小信号运行时的重要性能指标. 当信号频率 $f = f_c$ 时，

$$K_0(\omega_c) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_c\tau_0)^2}} = 1$$

可得

$$K_0\omega_0 \approx \omega_c$$

或

$$K_0 f_0 = f_c \tag{5-3}$$

这就是单极点频率特性的参数之间的相互关系. 由于单位增益带宽 f_c 约为 1MHz，可见 K_0f_0 相当大. 当然，运算放大器的频率特性不限于这种单极点的情况，但从这个典型特性可知，在多数应用条件下，特别是信号频率较低时，可以认为增益-带宽积为无穷大，在小信号工作时，输出信号不受输入信号频率变化的影响，换句话说，在输入信号频率变化时，运算放大器不产生相移误差和幅度误差.

当集成运算放大器在大信号条件下工作时，它的频率响应特性决定于最大功率带宽 f_P，f_P 与上升速率 SR 的关系由式(4-24)描述，f_P 比 f_c 小，只当集成运算放大器在低频、低速范围内工作时，这项影响才可略去不计.

第六，噪声特性. 集成运算放大器的等效输入噪声电压都在 10 μV 以下，有的比 1 μV 还小，在输入信号不是特别微弱的场合，信号比噪声大得多，可以认为噪声为零，噪声不会带来任何交流误差.

如果我们把上述各项特性理想化，便可得到理想运算放大器的性能如下：

（1）增益特性

差动电压增益　　$K_0 = \infty$

共模电压增益　　$K_c = 0$

或共模抑制比　　$\mathrm{CMRR} = \infty$

（2）输入特性

输入偏置电流或输入电流 $I_b = 0$

差动输入阻抗 $Z_d = \infty$

共模输入阻抗 $Z_c = \infty$

(3) 输出特性

输出阻抗 $Z_{sc0} = 0$

输出电流 $I_{sc} =$ 任意值

(4) 失调和漂移特性

失调及其漂移为零

(5) 频率特性

增益-带宽积(或 0 dB 带宽) $f_c = \infty$

最大功率带宽 $f_P = \infty$

或上升速率 $SR = \infty$

(6) 噪声特性

噪声为零 $U_N = 0$

为了和实际运算放大器相区别，今后我们规定用图 5-1 的图形符号代表具有上列特性的理想运算放大器.

三、分析应用电路的两条重要结论

实际运算放大器的性能比较接近理想运算放大器的性能，故在一般分析讨论中，将实际运算放大器看成理想运算放大器，不会引起明显误差.

在实际应用电路中，大多数运算放大器都工作在线性区内. 当运算放大器在这种条件下工作时，下述两条重要结论便普遍适用：

第一，运算放大器的输入电流为零. 既然理想运算放大器的输入阻抗为无穷大，当然它不会从外部电路索取任何电流，在运算放大器的同相端和反相端都不会有任何输入电流.

第二，运算放大器的差动输入电压为零. 当运算放大器工作在线性区内，它的输出电压 U_{sc} 便是一个有限的数值. 由式(5-1)可知，输出电压为

$$\dot{U}_{sc} = K_0(j\omega)(\dot{U}_+ - \dot{U}_-)$$

在 $K_0(\omega)$ 足够大的条件下，差动输入电压 $\dot{U}_+ - \dot{U}_-$ 就基本为零，或表示成

$$\dot{U}_+ = \dot{U}_-$$

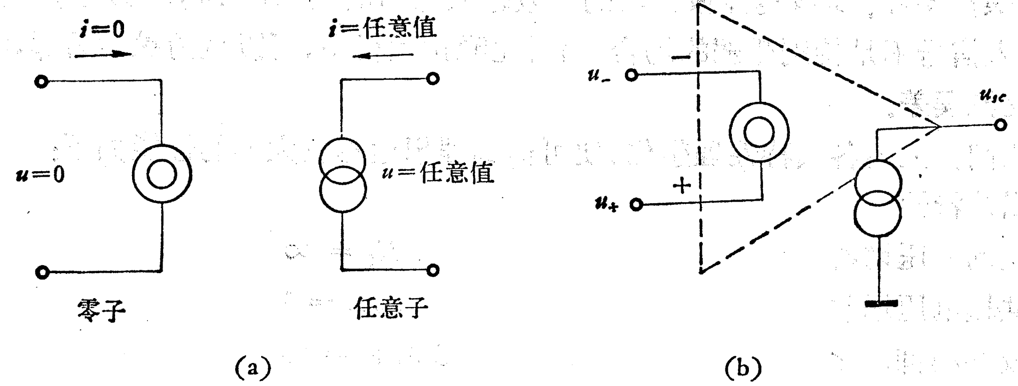


图 5-3 用零子和任意子表示一个理想运算放大器

即同相端电压等于反相端电压.

上述两条结论,对理想运算放大器显然成立,对实际运算放大器也基本正确,只在个别情况下,才应作别论. 因此,这两条普遍适用的重要结论,就成为分析运算放大器应用电路的基本出发点,必须熟练掌握.

从这两条结论出发,可用"零子"和"任意子"来表示一个理想运算放大器,如图5-3(a)和(b)所示. 所谓"零子"是指流经零子的电流和加在零子两端的电压降都始终为零,而与外界电路条件无关; 所谓"任意子"是指流经任意子的电流和加在任意子两端的电压降都可为任意值,具体数值完全由外界电路条件决定. 由此可见,"零子"和"任意子"是一种理想化的电路元件,零子的性能与理想运算放大器的输入特性完全相同,故从放大器输入端视入时,理想运算放大器相当于一个"零子",从输出端视入时,相当于一个"任意子",利用图 5-3(b) 的等效电路,能简便地得到应用电路的各种定量关系.

第二节 反相运算放大器

在运算放大器的各种运算电路中,如果输入信号是从反相输入端引入,便属于反相运算放大器,它是应用电路中最基本的类型. 本节将重点分析反相比例运算放大器以及反相运算放大器的一些共同特点. 其他形式的反相运算放大器将在以后的有关章节中介绍.

一、反相比例运算放大器

反相比例运算放大器是反相运算放大器的一种基本形态,它的原理电路如图 5-4(a)所示. 习惯上,把跨接在放大器输出端和反相端之间的电阻 R_F 叫做反馈回路电阻,把信号源与反相端之间的电阻 R_f 叫做输入回路电阻,把同相端与地之间的电阻 R_P 叫做补偿电阻. 参数选择时应使 $R_P = R_f /\!/ R_F$,让放大器同相端与反相端的外接电阻相等,确保运算放大器处于对称平衡工作状态,以便消除放大器的偏置电流及其漂移的影响*. 反相比例运算放大器的主要性能参数是闭环增益 K_F、输入电阻 r_{sr} 和 -3 dB 闭环带宽 f_F**.

如果利用理想运算放大器的模型来分析反相比例运算放大器,就显得非常简便. 据理想运算放大器的第一条结论——同相端与反相端不取电流,可得

$$U_+ = 0$$

$$I_f = I_F$$

根据第二条结论——同相端电位等于反相端电位,并考虑到 $U_+ = 0$,可知 $U_- = 0$,这种反相端电位为"零"的现象是反相运算放大器的共同特点,叫做"虚地",由此导出

$$I_f = \frac{U_{sr}}{R_f}$$

$$I_F = -\frac{U_{sc}}{R_F}$$

由上列方程组,得

---

* 这个问题的理论分析详见本节之五.

** f_F 的分析由本节之六给出.

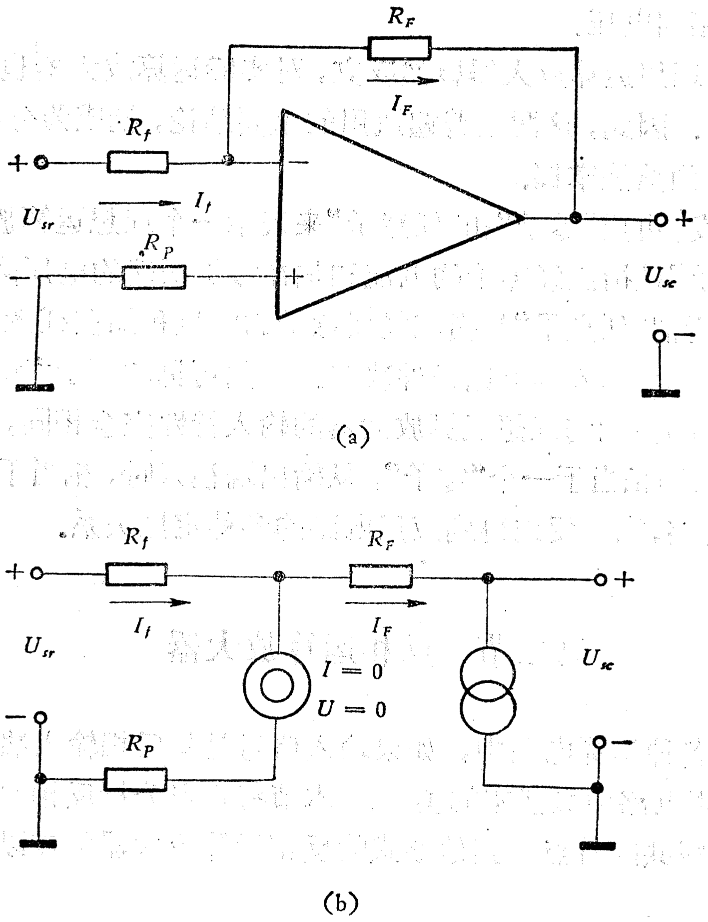


图 5-4　反相比例运算放大器

(a) 原理电路；(b) 等效电路.

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=-\frac{R_F}{R_f}\tag{5-4}$$

式中，K_F 叫做反相比例运算放大器的理想闭环增益，或简称为理想增益. 利用图 5-4(b) 的等效电路也能很快求得式(5-4).

式(5-4)表明，在运算放大器具有理想特性的条件下，闭环增益 K_F 仅与外部电路的电阻 R_f 和 R_F 有关，而与放大器本身的参数无关，选用不同的电阻比值 R_F/R_f，就可得到数值不同的增益 K_F. 由于电阻的精度和稳定性很高，所以闭环增益 K_F 的精度和稳定性也是很高的，这是运算放大器在深度负反馈条件下工作的一个重要优点. 式(5-4)中的负号表明，输出电压 U_{sc} 与输入电压 U_{sr} 之间的相位相反，所以本电路取名为反相比例运算放大器.

当 $R_f=R_F=R$，由式(5-4)得

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=-1\tag{5-5}$$

这就是最简单的单位增益反相器，简称反相器.

考虑到反相端为"虚地"，电位为零，所以反相比例运算放大器的输入电阻 r_{sr} 就约等于输入回路电阻 R_f，即

$$r_{sr}=\frac{U_{sr}}{I_f}\approx R_f\tag{5-6}$$

例 5-1 在图 5-4 中，若 $R_f = 10\ \text{k}\Omega$，$R_F = 100\ \text{k}\Omega$，则

$$K_F = -\frac{R_F}{R_f} = -\frac{100\times10^3}{10\times10^3} = -10$$

或

$$U_{sc} = -10\,U_{sr}$$

且

$$r_{sr} \approx R_f = 10\ \text{k}\Omega$$

所以这个电路是增益幅值为 10 的反相放大器，或者说这个电路是增益为 −10 的放大器，它的输入电阻约为 10 kΩ.

一般来讲，R_f 和 R_F 的取值范围为 1 kΩ—1 MΩ，这也是输入电阻的范围，增益幅值的范围为 0.1—100，工作频率范围为 0—10 kHz.

二、反相加法运算放大器

反相加法运算放大器也是一种反相运算放大器，它是在图 5-4 的基础上，增加若干输入回路，以便对多个输入信号电压实现代数相加运算，原理电路如图 5-5(a) 所示. 与图 5-4 相比，除输入回路为三个外，其余完全相同. 当然输入回路数目不仅限于三个，还可根据需要适当增减.

图 5-5 的加法电路首先将各输入电压转换为电流，在反相端汇总后流向反馈回路电阻 R_F，经 R_F 转换为输出电压. 由于反相端为“虚地”，三个输入电压彼此独立地通过自身的输入回路电阻转换为电流，故能精确实现代数相加运算.

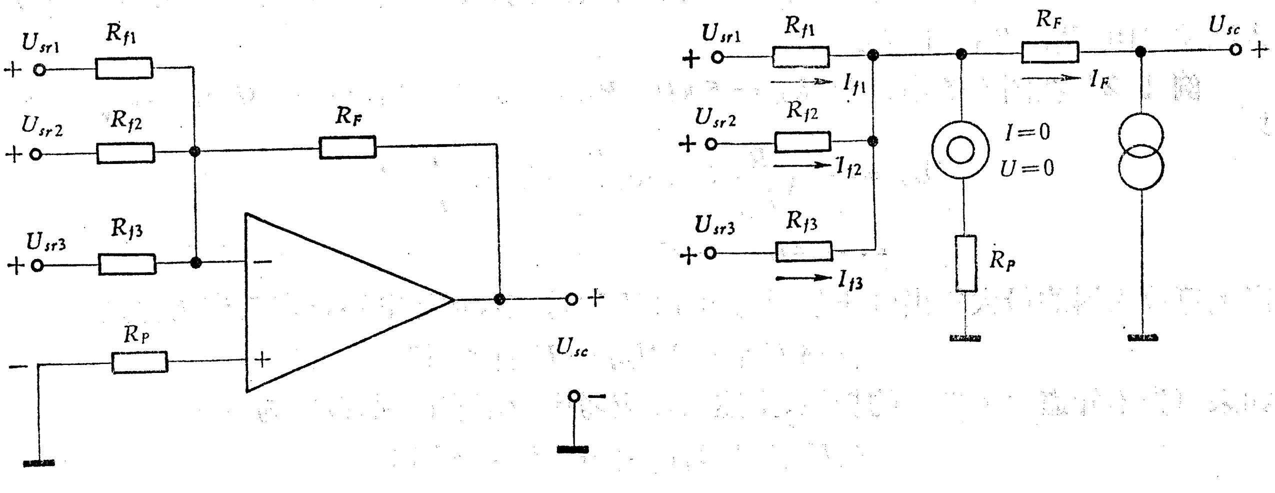


图 5-5 反相加法运算放大器

(a) 原理电路；(b) 等效电路.

根据图 5-5(b) 的等效电路，由于“零子”的电压和电流为零，可得

$$I_{f1} = \frac{U_{sr1}}{R_{f1}}$$

$$I_{f2} = \frac{U_{sr2}}{R_{f2}}$$

$$I_{f3} = \frac{U_{sr3}}{R_{f3}}$$

$$I_F = -\frac{U_{sc}}{R_F}$$

$$I_F = I_{f1} + I_{f2} + I_{f3}$$

由上列方程组，得

$$U_{sc} = -\left(\frac{R_F}{R_{f1}} U_{sr1} + \frac{R_F}{R_{f2}} U_{sr2} + \frac{R_F}{R_{f3}} U_{sr3}\right) \tag{5-7}$$

当 $R_{f1} = R_{f2} = R_{f3} = R_f$ 时，上式简化为

$$U_{sc} = -\frac{R_F}{R_f}(U_{sr1} + U_{sr2} + U_{sr3}) \tag{5-8}$$

由式(5-7)和式(5-8)可以看出，在运算放大器具有理想特性时，各相加项的比例因子仅与外部电路的电阻有关，而与放大器本身的参数无关，适当选择各电阻阻值，就能得到所需的比例因子，因此这种加法电路可以达到很高的精度和稳定性. 考虑到等式右边的负号，这个电路叫做反相加法器. 加法运算体现在各输入电流在反相端相加，故有的书上又把反相端叫做"相加点"，或称为"Σ"点. 补偿电阻 R_P 用来保证电路具有平衡对称结构，它的值应选为

$$R_P = R_{f1} /\!/ R_{f2} /\!/ R_{f3} /\!/ R_F$$

或一般表示为

$$R_P = \frac{1}{\dfrac{1}{R_F} + \sum\limits_n \dfrac{1}{R_{fn}}} \qquad (n = 1, 2, 3, \cdots)$$

由于反相端为"虚地"，故对每个输入信号来说，加法运算放大器的输入电阻分别为输入回路电阻 R_{f1}，R_{f2} 和 R_{f3}.

例 5-2 在图 5-5 中，若 $R_{f1} = 5\ \mathrm{k}\Omega$，$R_{f2} = 10\ \mathrm{k}\Omega$，$R_{f3} = 20\ \mathrm{k}\Omega$ 和 $R_F = 20\ \mathrm{k}\Omega$，则

$$U_{sc} = -\left(\frac{R_F}{R_{f1}} U_{sr1} + \frac{R_F}{R_{f2}} U_{sr2} + \frac{R_F}{R_{f3}} U_{sr3}\right)$$
$$= -4U_{sr1} - 2U_{sr2} - U_{sr3}$$

当运算放大器的最大输出电压范围为 ± 12 V 时，显然，加法电路正常工作条件是

$$|-4\,U_{sr1} - 2\,U_{sr2} - U_{sr3}| \leqslant 12$$

如果事先不知道输入电压的极性，上述条件应考虑最不利情况，改写为

$$4|U_{sr1}| + 2|U_{sr2}| + |U_{sr3}| \leqslant 12$$

三、反相运算放大器

在其他应用场合，图 5-4 的输入回路和反馈回路元件不一定都是一只纯电阻，根据实际需要，它们可能是一个电抗元件，甚至是一个复杂的网络. 例如，当图 5-4 的反馈回路电阻用电容代替时，就成了积分运算放大器；当用电容代替输入回路电阻时，就成了微分运算放大器；用复杂阻容网络代替输入回路电阻和(或)反馈回路电阻时，就能组成有源滤波器和有源校正电路，等等. 可见，如果用不同元件和阻容网络来组成图 5-4 的输入回路和反馈回路，就能得到功能不同的各种反相运算放大器. 关于功能不同的各种反相运算放大器的各自特点将在今后各有关章节中讲述，这里，仅将反相运算放大器的共同特点归纳如下：

第一，各类反相运算放大器的闭环增益 K_F 和输入阻抗 Z_{sr} 的数学表达式具有相同的形式. 如果我们用 Z_f 代表输入回路总阻抗，Z_F 代表反馈回路的总阻抗，Z_P 代表放大器同相端对地的外接补偿阻抗，且 Z_P 保证同相端与地之间有直流通路，则可得图 5-6 所示的通用反相运算放大器的电路形式.

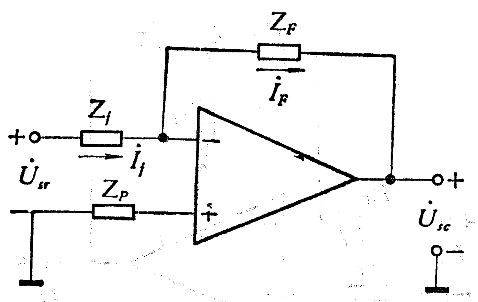


图 5-6 反相运算放大器

根据反相比例运算放大器的闭环增益和输入电阻的推导方法，不难得到反相运算放大器的理想闭环增益和输入阻抗的一般表达式. 闭环增益的频率特性形式是

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-\frac{Z_F}{Z_f} \tag{5-9}$$

闭环增益的传递函数形式为

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=-\frac{Z_F(s)}{Z_f(s)} \tag{5-10}$$

输入阻抗为

$$Z_{sr}\approx Z_f \tag{5-11}$$

不难看出，反相比例运算放大器的增益表达式(5-4)和输入电阻表达式(5-6)是上列关系式的特例.

第二,输入回路电流 $\dot{I}_f$ 将全部流经反馈回路,总有

$$\dot{I}_f=\dot{I}_F \tag{5-12}$$

第三,反相端和同相端电压相等,且总等于零.

$$\dot{U}_+=\dot{U}_-=0 \tag{5-13}$$

这就是反相运算放大器所特有的"虚地"现象.

当然,反相运算放大器的共同特点还很多,但从应用电路的分析来看,这三条最基本,应用也最多. 在今后分析电路时，我们将直接引用式(5-9)至式(5-13)，而不再重复它们的推演过程.

四、反相运算放大器的性能扩展

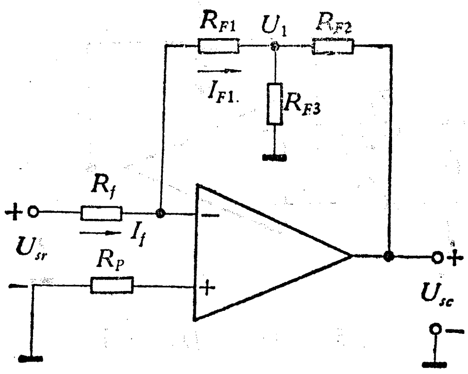
这里涉及的性能扩展仅限于应用电路本身的改进，不包括采用高性能集成运算放大器，或者采用通用集成运算放大器和分立元件组成的组合运算放大器. 下面介绍提高输入电阻和输出电压的方法.

1. 提高输入电阻

图 5-4 电路的输入电阻不可能太高,特别是闭环增益的幅值要求很大时,提高输入电阻就更困难. 例如，若要求输入电阻为 100 kΩ，闭环增益为 −100 倍，则据式(5-4)和式(5-6),应选 $R_f=100\ \text{k}\Omega$, $R_F=10\ \text{M}\Omega$. 但是 10 MΩ 电阻太大，不仅会加大输入偏置电流、失调电流及其漂移的影响,产生直流运算误差，而且，闭环增益的精度、稳定性和带宽都将严重恶化*. 为了解决上述矛盾,可采用下列方法:

---

* 详见本节之六.



$\left(R_P = \frac{R_f[R_{F1} + (R_{F2}/\!/R_{F3})]}{R_f + R_{F1} + (R_{F2}/\!/R_{F3})}\right)$

图 5-7 T型电阻网络的应用

(1) T型电阻网络的应用

T型电阻网络的短路传输电阻很大，但组成网络的三个电阻并不大，因此，可用它代替图 5-4 电路的反馈回路电阻，获得较高的增益幅值，又能避免采用高值电阻，电路如图 5-7 所示.

因为反相运算放大器的反相端为“虚地”，据图 5-7 电路中所注的符号，不难得到

$$U_1 = \frac{(R_{F1}/\!/R_{F3})}{R_{F2} + (R_{F1}/\!/R_{F3})} U_{sc}$$

$$I_{F1} = -\frac{U_1}{R_{F1}}$$

$$I_f = \frac{U_{sr}}{R_f}$$

$$I_{F1} = I_f$$

由上列方程组，得

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = -\frac{R_{F1} + R_{F2} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}}}{R_f} \tag{5-14}$$

这就是图 5-7 电路的理想闭环增益，将它与式(5-4)相比可知，$\left(R_{F1} + R_{F2} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}}\right)$ 相当于反馈回路电阻 R_F. 实质上，它也就是T型电阻网络的短路传输电阻

$$R_F = -\frac{U_{sc}}{I_{F1}}\bigg|_{U_-=0} = \frac{R_{F1}R_{F2} + R_{F1}R_{F3} + R_{F2}R_{F3}}{R_{F3}} \tag{5-15}$$

式(5-15)表明，将比值 R_{F2}/R_{F3} 选大，则不用高值电阻也能得到很大的 R_F 值. 例如，选用 $R_{F1} = R_{F2} = 10\ \mathrm{k}\Omega$，$R_{F3} = 100\ \Omega$，则 R_F 的值为 $1.02\ \mathrm{M}\Omega$.

显然，这个电路的输入电阻仍和图 5-4 一样，由式(5-6)决定. 补偿电阻 R_P 应保证整个电路处于平衡对称状态，为此，R_P 的选择应使同相端和反相端外接直流有效电阻相等. 同相端外接对地电阻为 R_P；反相端外接对地等效电阻为两个分电阻并联，一个是 R_f（认为信号源内阻为零），一个是从反相端到输出端的等效电阻（认为放大器的输出电阻为零）. 因此应使

$$R_P = \frac{R_f[R_{F1} + (R_{F2}/\!/R_{F3})]}{R_f + R_{F1} + (R_{F2}/\!/R_{F3})} \tag{5-16}$$

例 5-3 在图 5-7 中，若 $R_f = 100\ \mathrm{k}\Omega$，$R_{F1} = 195\ \mathrm{k}\Omega$，$R_{F2} = 50\ \mathrm{k}\Omega$，$R_{F3} = 1\ \mathrm{k}\Omega$，则有

$$\begin{aligned} R_F &= R_{F1} + R_{F2} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}} \\ &= 195 \times 10^3 + 50 \times 10^3 + \frac{195 \times 10^3 \times 50 \times 10^3}{1 \times 10^3} \\ &\approx 10\ \mathrm{M}\Omega \end{aligned}$$

$$K_F = -\frac{R_{F1} + R_{F2} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}}}{R_f} \approx -\frac{10 \times 10^6}{100 \times 10^3} = -100$$

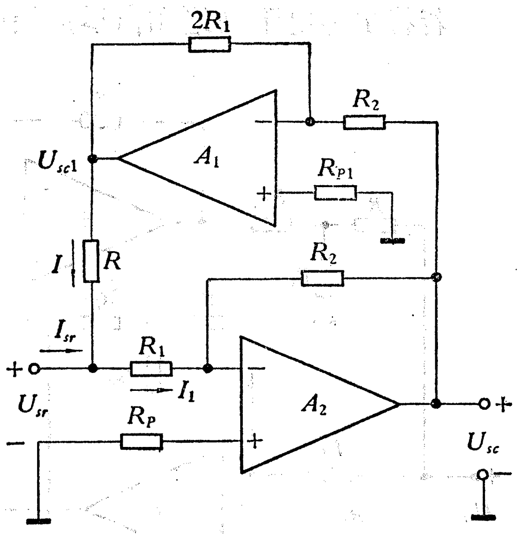
$$r_{sr}=R_f=100\ \text{k}\Omega$$

$$R_P=\frac{R_f[R_{F1}+(R_{F2}/\!/R_{F3})]}{R_f+R_{F1}+(R_{F2}/\!/R_{F3})}\approx 66.2\ \text{k}\Omega$$

可见，这个电路能满足高输入电阻和高增益的要求，而又不必采用高值电阻．不过，输入电阻被 R_f 所限定，所以要进一步提高输入电阻仍然面临高阻问题，为此可采用自举扩展电路．

（2）自举扩展原理

如果输入回路电流能主要由运算电路本身提供，则向输入信号源索取的电流就几乎为零，这对外部信号源来说，相当于电路具有很高的输入电阻，这正是输入电阻的自举扩展原理．利用这种原理组成的反相比例运算放大器的输入电阻可达 100 MΩ 左右．



$(R_P=R_1/\!/R_2 \quad R_{P1}=2R_1/\!/R_2)$

图 5-8　输入电阻自举扩展电路

图 5-8 是按输入电阻自举扩展原理组成的反相比例运算放大器，它用了两只组件，A_2 为主放大器，接成图 5-4 那样的反相比例运算放大器；A_1 是辅助放大器，电路通过它为主放大器提供输入电流，使运算电路向信号源索取的电流极少．

显然，主放大器 A_2 的增益为

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=-\frac{R_2}{R_1} \tag{5-17}$$

辅助放大器 A_1 的增益为

$$K_{F1}=\frac{U_{sc1}}{U_{sc}}=-\frac{2R_1}{R_2}$$

所以

$$U_{sc1}=K_FK_{F1}U_{sr}=2\,U_{sr}$$

这样，流经电阻 R 的电流为

$$I=\frac{U_{sc1}-U_{sr}}{R}=\frac{U_{sr}}{R}$$

又反相运算放大器的反相端为“虚地”，流经电阻 R_1 的电流为

$$I_1=\frac{U_{sr}}{R_1}$$

所以，运算电路向信号源索取的电流 I_{sr} 为

$$I_{sr}=I_1-I=\left(\frac{1}{R_1}-\frac{1}{R}\right)U_{sr}$$

由此得图 5-8 的输入电阻为

$$r_{sr}=\frac{U_{sr}}{I_{sr}}=\frac{RR_1}{R-R_1} \tag{5-18}$$

由式(5-18)可以看出，当 $R=R_1$ 时，输入回路电流 I_1 将全部由 A_1 提供，在理论上，这时输入电阻为无穷大．实际上，R 与 R_1 之间总有一定的偏差，特别是为了防止应用电路发生振荡，还必须人为的使 R 略大于 R_1，确保式(5-18)右边分母略大于零，所以输入电

阻仍有限定．设若电阻相对偏差$(R-R_1)/R$为0.01％，R_1为10 kΩ，则输入电阻为100 MΩ，这是普通反相比例运算放大器无法达到的指标．电路的主要缺点是提高增益幅值时仍要面临高阻问题，且要精确匹配两对电阻R_1和R_2．

(3) 高输入电阻高增益反相比例运算放大器

若将T型电阻网络和自举扩展原理结合起来，无疑能组成既有较高的输入电阻，又有较高的增益幅值，而且不必采用高值电阻的反相比例运算放大器．

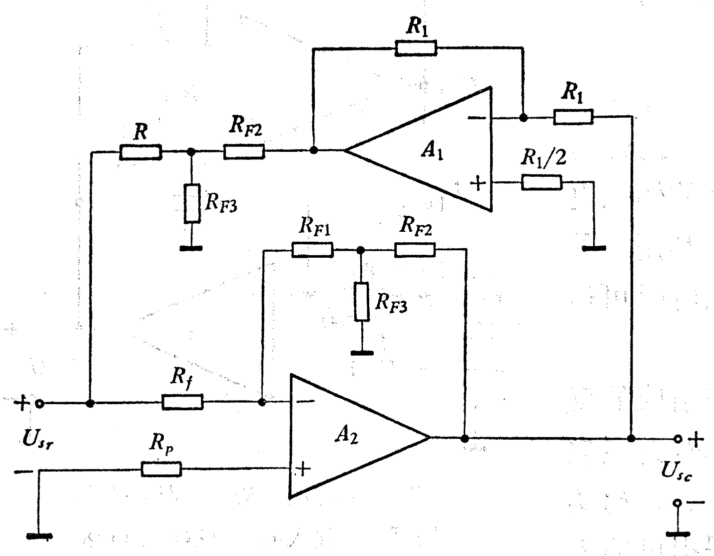


图 5-9 高输入电阻高增益反相比例运算放大器

T型电阻网络和自举扩展原理相结合的运算电路如图5-9所示，图中A_2为主放大器，接成图5-7那样的高增益反相放大器；A_1为辅助放大器，接成反相器，运算电路通过它经T型电阻网络向主放大器提供输入回路电流，以便提高电路的输入电阻．不难看出，图5-9电路的闭环增益由式(5-14)决定，补偿电阻R_P应按式(5-16)选用．可以证明，这个电路的输入电阻为

$$r_{sr}=\frac{R_f[R+(R_{F2}/\!/R_{F3})]}{R_f+R-R_{F1}}$$

通常有$R\gg(R_{F2}/\!/R_{F3})$，这时，上式可简化为

$$r_{sr}\approx\frac{R_fR}{R_f+R-R_{F1}} \tag{5-19}$$

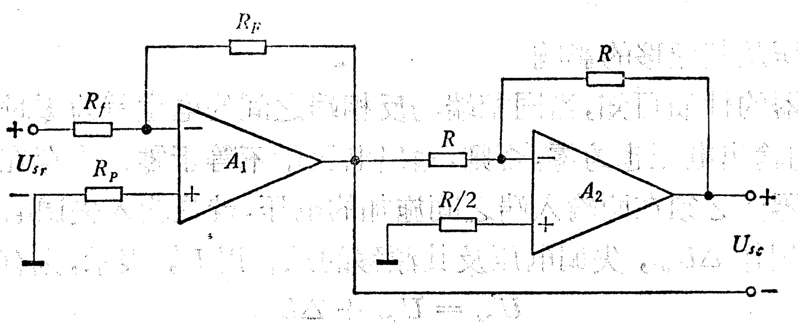
像图5-8一样，为了保证应用电路不发生振荡，必须确保式(5-19)右边的分母大于零，即应使(R_f+R)对R_{F1}总呈现正偏差．若$R_f=100\ \text{k}\Omega$，相对偏差$(R_f+R-R_{F1})/R$为0.01％，则输入电阻为1000 MΩ，它是相当高的，而电路的增益幅值像例5-3所示那样，可以很高，而又不必采用高值电阻．电路的主要缺点是匹配电阻的对数比图5-8电路还多．

2. 提高输出电压

大多数通用集成运算放大器所用电源电压为±15 V，这使它的输出电压的最大线性范围差不多限定在±12 V，峰-峰值约为24V．当负载所需的驱动电压高于此值时，除了选用输出电压更高的特殊运算放大器外，也可用通用运算放大器来承担此项任务．这时，可将两只通用运算放大器组件组成差动输出电路，输出电压线性范围可扩展一倍，达到±24 V左右，峰-峰值可达48 V左右．

图5-10是按上述方法组成的差动输出电路，图中，A_1为主放大器，接成反相比例运算放大器，A_2为辅助放大器，接成单位增益反相器，形成与A_1输出端极性相反的另一输出端，获得差动输出的效果．不难看出，这个电路的输出电压为

$$U_{sc}=\frac{2R_F}{R_f}U_{sr} \tag{5-20}$$



$(R_P = R_f // R_F)$

图 5-10 输出电压的扩展

当两只组件的最大线性输出电压范围相同时，图 5-10 电路的最大线性输出电压范围就是单个组件的两倍，且适用于不接地负载，即所谓“浮动”负载.

五、反相运算放大器的运算误差

反相运算放大器的三条共同结论，即式(5-9)至式(5-13)都是在运算放大器具有理想特性的条件下推导出来的. 实际运算放大器的性能最好也只能接近理想特性，而不可能完全达到理想特性. 十分明显，实际运算放大器的性能偏离理想特性愈远，上述三条共同结论的近似程度就愈差，以这三条结论为依据的所有运算关系式的运算误差就愈大. 因此，有必要研究运算放大器性能非理想时所引入的运算误差，以便为正确选用运算放大器及其外接电路元件参数提供理论依据.

运算放大器性能不理想时，既引起应用电路的定态误差，也带来动态误差，这时，应用电路的输出电压不再单纯决定于输入电压和外接电路元件参数，而与运算放大器本身的参数有关，在高频应用时，还与电路的寄生参数有关. 运算放大器本身的各种参数对运算精度的影响大小，随应用条件不同而有所差异. 在小信号高精度直流运算电路中，运算精度主要取决于失调及其漂移、等效输入噪声电压和输入电阻等参数. 在小信号高精度交流运算电路和宽带交流运算电路中，等效输入噪声电压、增益-带宽积、上升速率和输入电容等性能参数对运算精度的影响，将突出起来. 在精密运算电路中，运算放大器的输出电阻、共模抑制比和电源电压抑制比等参数往往也必须加以考虑. 所以，在分析一个具体电路的运算误差时，应有所侧重.

为了使结论具有一般性，这里只限于讨论一些主要的误差来源，或从应用来看，属于必须了解的误差来源. 分析方法基于仿真原理，即用相应的电气元件来仿真偏离理想特性的误差因素. 分析步骤是先讨论单项误差因素的影响，然后再综合各种误差因素的总影响.

运算放大器引起的运算误差可从两个方面来看，一是失调和漂移，二是参数不理想，现分别讨论如下.

1. 失调和漂移误差

运算放大器的输入失调电压、输入平均偏置电流、输入失调电流，以及它们随温度、时间和电源电压的漂移，是使应用电路产生定态误差的主要原因. 在实际应用中，失调影响通常可以在运算之前通过调零加以补偿，但漂移影响却不可能补偿，故应特别重视失调漂

移的影响.

(1) 失调电压及其漂移的影响

由运算放大器的性质可知,当同相端与反相端之间的电位差为零时,若输入失调电压和漂移为零,它的输出电压也为零,否则,输出电压就不等于零. 当存在失调电压时,为使输出电压重新回零而必须在两输入端之间施加的电压,就是输入失调电压 U_{os}. 若把输入失调电压的漂移记作 ΔU_{os}, 失调电压及其漂移的总和用 U'_{os} 表示,则有

$$U'_{os} = U_{os} + \Delta U_{os}$$

同理,当存在失调电压及其漂移 U'_{os} 时, 把一个数值上等于 U'_{os} 的电压源加到实际放大器的输入端, 如图 5-11(a) 所示, 可使它的输出电压为零, 同样, 若把同一电压源加到图 5-11(b) 的电路输入端, 也能使该电路的输出电压为零. 由此可见, 对外部电路来讲, 当只考虑失调电压及其漂移的影响时, 实际运算放大器可用一个数值上等于 U'_{os} 的电压源和一个理想放大器来仿真.

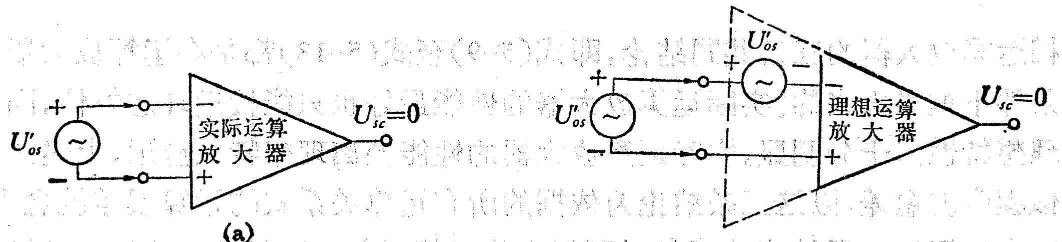


图 5-11 只考虑失调电压及其漂移影响的仿真说明

(a) 实际运算放大器; (b) 等效电路.

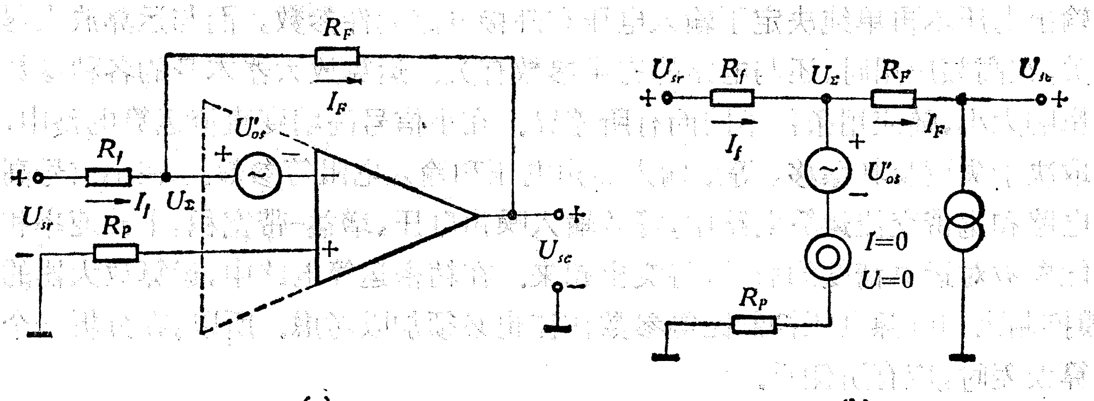


图 5-12 输入失调电压及其漂移的影响

(a) 电路; (b) 等效电路.

因为失调及其漂移是一种直流或近似直流的缓慢变化的误差信号, 所以它对反相运算放大器的影响,只能通过外部电路元件 Z_f, Z_F 和 Z_P 中与频率无关的直流有效电阻起作用. 这时,对失调及其漂移而言, 输入回路和反馈回路中的全部电容相当于开路, 全部电感相当于短路. 因此,在研究失调及其漂移的影响时,不必对图 5-6 的一般电路进行分析,只对图 5-4 的反相比例运算放大器进行分析, 就能得到普遍适用的结论. 这时图 5-4 与图 5-6 的参数对应关系是: R_f, R_F 和 R_P 分别相当于 Z_f, Z_F 和 Z_P 中与频率无关的直流有效电阻 $Z_f(0)$, $Z_F(0)$ 和 $Z_P(0)$.

根据上述说明,输入失调电压及其漂移对反相运算放大器的影响,可用图 5-12 分析.

图(a)中，反相比例运算放大器的外接输入回路、反馈回路和同相端补偿电路元件不变，仅实际运算放大器用它的等效电路——电压源 U'_{os} 加理想运算放大器来代替. 图(b)是图(a)的等效电路.

根据理想运算放大器的两条重要结论以及电路理论，注意到图 5-12(a) 中注明的符号，不难列出

$$U_- = U_+ = 0$$

$$U_\Sigma = U'_{os} + U_- = U'_{os}$$

$$I_f = \frac{U_{sr} - U_\Sigma}{R_f}$$

$$I_F = \frac{U_\Sigma - U_{sc}}{R_F}$$

$$I_f = I_F$$

由上列方程组，得

$$U_{sc} = -\frac{R_F}{R_f} U_{sr} + U'_{scV} = K_F U_{sr} + U'_{scV} \tag{5-21}$$

式中

$$U'_{scV} = \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) U'_{os} = (1 + |K_F|) U'_{os} \tag{5-22}$$

式(5-21)由图 5-12(b) 的等效电路也能简便得到.

将式(5-21)和式(5-4)相比可知，U'_{scV} 是失调电压及其漂移在输出端引起的误差电压. $|K_F|$ 愈小，输出误差电压 $|U'_{scV}|$ 固然减小，但由输入信号电压决定的有效输出信号电压 $|K_F U_{sr}|$ 也随之减小，可见，为了比较各反相运算放大器的性能优劣，应当把误差电压和输入电压进行比较，为此，必须将 U'_{os} 的影响折合到输入端进行分析. 用闭环增益 K_F 除以输出误差电压 U'_{scV}，就得到了折合到反相运算放大器输入端的误差电压 U'_{srV}

$$U'_{srV} = \frac{U'_{scV}}{K_F} = -\left(1 + \frac{1}{|K_F|}\right) U'_{os} \tag{5-23}$$

前已说明，主要关心的是失调电压漂移的影响. U'_{os} 是失调电压 U_{os} 与漂移电压 ΔU_{os} 之和. 一般来说，ΔU_{os} 是温度 T、时间 t、正电源电压 E_c 和负电源电压 E_e 的函数，故可表示为

$$\Delta U_{os} = \frac{\partial U_{os}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial U_{os}}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial U_{os}}{\partial E_c} \Delta E_c + \frac{\partial U_{os}}{\partial E_e} \Delta E_e \tag{5-24}$$

这样，折合到输入端的、由失调电压漂移引起的误差电压可表示成

$$\Delta U_{srV} = -\left(1 + \frac{1}{|K_F|}\right) \Delta U_{os} \tag{5-25}$$

通常温度漂移的影响最严重，所以仅考察温度漂移的影响时，上式简化为

$$\Delta U_{srV} \approx -\left(1 + \frac{1}{|K_F|}\right) \frac{dU_{os}}{dT} \Delta T \tag{5-26}$$

由式(5-22)，(5-23)，(5-25)和(5-26)可以看出，在反相运算放大器中，失调电压增益 $(1 + |K_F|)$、折合到输入端的失调误差电压 U'_{srV} 和失调漂移误差电压 ΔU_{srV}，在数值上都分别比信号增益 K_F、放大器本身的失调电压 U'_{os} 和漂移 ΔU_{os} 更大. 为了减小失调电压及其漂移 U'_{os} 在输入端引入的误差电压，即为了削弱输入误差电压在输入信号中所占

的比重，除了选用失调电压及其漂移小的集成运算放大器外，应尽可能采用数值上较大的闭环增益。

例 5-4 在图 5-12 中，若实际运算放大器的 $U_{os}=5\,\mathrm{mV}$，$(dU_{os}/dT)=10\,\mu\mathrm{V}/℃$，工作温度范围为 15—45℃，漂移误差电压不应超过输入信号电压的 1%，当闭环增益为 −100 时，折合到输入端的误差电压为

$$\begin{aligned} U'_{srV} &= -\left(1+\frac{1}{|K_F|}\right)U'_{os} \\ &\approx -\left(1+\frac{1}{|K_F|}\right)\left(U_{os}+\frac{dU_{os}}{dT}\Delta T\right) \\ &= -\left(1+\frac{1}{100}\right)(5+10\times10^{-3}\times30) \\ &\approx -5.353\,\mathrm{mV} \end{aligned}$$

漂移误差电压为

$$\begin{aligned} \Delta U_{srV} &\approx -\left(1+\frac{1}{|K_F|}\right)\frac{dU_{os}}{dT}\Delta T \\ &\approx -0.303\,\mathrm{mV} \end{aligned}$$

允许的最小输入信号电压为

$$|U_{sr\,\min}| \geqslant |\Delta U_{srV}|/1\% \approx 30.3\,\mathrm{mV}$$

若闭环增益为 −10，则上列各值相应变为

$$U'_{srV} \approx -5.83\,\mathrm{mV}$$

$$\Delta U_{srV} \approx -0.33\,\mathrm{mV}$$

$$|U_{sr\,\min}| \geqslant 33\,\mathrm{mV}$$

由上列计算值可以看出闭环增益幅值的大小对误差电压的影响。

(2) 输入平均偏置电流、失调电流及其漂移的影响

像分析输入失调电压及其漂移的影响一样，输入平均偏置电流、失调电流及其漂移的影响也可用仿真原理分析。

由运算放大器的性质可知，当同相端与反相端的偏置电流相等时，若输入失调电流及其漂移为零，它的输出电压也为零，否则就不等于零。当存在失调电流时，为使输出电压重新回零而必须在两输入端施加的偏置电流之差，就是输入失调电流 I_{os}。设这时的同相端偏置电流为 I_{b+}，反相端偏置电流为 I_{b-}，则

$$I_{os} = I_{b-} - I_{b+} \tag{5-27}$$

而输入平均偏置电流为

$$I_b = \frac{1}{2}(I_{b+} + I_{b-}) \tag{5-28}$$

我们把同相端和反相端的偏置电流及其漂移分别记为 I'_{b+} 和 I'_{b-}，漂移记为 ΔI_{b+} 和 ΔI_{b-}，则有

$$I'_{b+} = I_{b+} + \Delta I_{b+}$$

$$I'_{b-} = I_{b-} + \Delta I_{b-}$$

当漂移量 ΔI_{b+} 和 ΔI_{b-} 不能互相补偿时，失调电流和平均偏置电流也将出现漂移 ΔI_{os} 和 ΔI_b，若把失调电流、输入平均偏置电流及其漂移分别用 I'_{os} 和 I'_b 表示，则显然有

$$I'_{os} = I_{os} + \Delta I_{os} = I_{b-} - I_{b+} + \Delta I_{b-} - \Delta I_{b+} = I'_{b-} - I'_{b+} \tag{5-29}$$

$$I_b' = I_b + \Delta I_b = \frac{1}{2}(I_{b+} + I_{b-}) + \frac{1}{2}(\Delta I_{b+} + \Delta I_{b-})$$
$$= \frac{1}{2}(I_{b+}' + I_{b-}') \tag{5-30}$$

这样，当存在失调电流及其漂移时，为使输出电压重新回零而必须在同相端和反相端施加的输入电流，显然应为 I_{b+}' 和 I_{b-}'，如图 5-13(a) 所示，同样，把这两个电流源按同样方法加到图 5-13(b) 的输入端，也能使该电路的输出电压为零．由此可见，对外部电路来讲，当只考虑偏置电流、失调电流及其漂移的影响时，实际运算放大器可用两个数值上分别等于 I_{b+}' 和 I_{b-}' 的电流源加一个理想运算放大器来仿真．

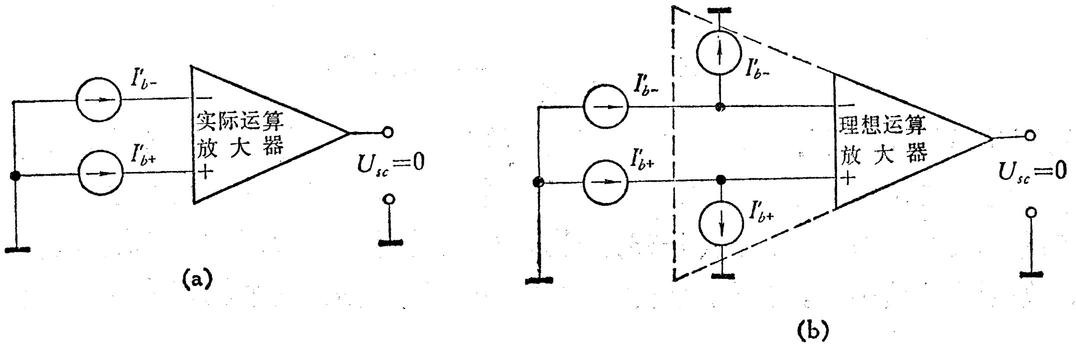


图 5-13　只考虑输入偏置电流、失调电流及其漂移影响时的仿真说明
(a) 实际运算放大器；(b) 等效电路．

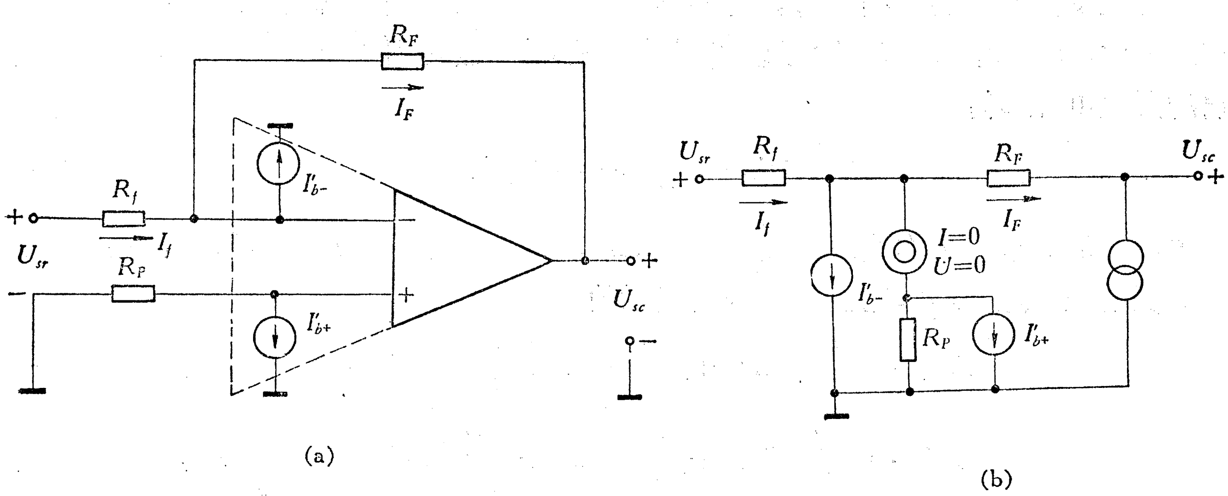


图 5-14　输入偏置电流、失调电流及其漂移的影响
(a)电路；(b) 等效电路．

根据上述说明，输入偏置电流、失调电流及其漂移对反相运算放大器的影响可用图 5-14 进行分析，由图 5-14(b) 的等效电路，可得

$$I_f = \frac{U_{sr} + I_{b+}' R_P}{R_f}$$

$$I_F = \frac{-I_{b+}' R_P - U_{sc}}{R_F}$$

$$I_f = I_F + I_{b-}'$$

将上列方程组与式(5-29)和式(5-30)联立求解，得

$$U_{sc} = -\frac{R_F}{R_f} U_{sr} + U'_{scI} = K_F U_{sr} + U'_{scI} \tag{5-31}$$

式中

$$U'_{scI} = \left[R_F - R_P\left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right)\right] I'_b + \left[R_F + R_P\left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right)\right] \frac{I'_{os}}{2} \tag{5-32}$$

对比式(5-31)和式(5-4)可知，U'_{scI} 是输入平均偏置电流、失调电流及其漂移在输出端引起的误差电压．输入平均偏置电流及其漂移一般都比失调电流及其漂移大一个数量级以上，因此，必须首先消除偏置电流及其漂移 I'_b 的影响．由式(5-32)不难看出，若使

$$R_F - R_P\left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) = 0$$

或

$$R_P = \frac{R_f R_F}{R_f + R_F} = R_f /\!/ R_F \tag{5-33}$$

则 I'_b 的影响就被消除了．由差动电路理论可知，平衡对称电路对消除偏置电流的影响十分有效．运算放大器的输入级总是平衡对称的，所以，只需使外接电路平衡对称就能达到消除偏置电流影响的目的．式(5-33)的物理意义是运算放大器的同相端和反相端的外接直流等效电阻必须相等，这正是平衡对称电路的基本要求，这个物理本质具有普遍的指导意义．

在 I'_b 的影响消除后，就只剩下失调电流及其漂移的影响了．这时，式(5-32)变为

$$U'_{scI} = R_F I'_{os} \tag{5-34}$$

像失调电压及其漂移的影响一样，有实际意义的是折合到输入端的失调电流及其漂移的影响．为此，用闭环增益 K_F 除以输出误差电压 U'_{scI}，就可得到折合到反相运算放大器输入端的误差电压 U'_{srI}

$$U'_{srI} = \frac{U'_{scI}}{K_F} = -R_f I'_{os} \tag{5-35}$$

失调电流和输入平均偏置电流的漂移 ΔI_{os} 和 ΔI_b 是温度 T、时间 t、正电源电压 E_c 和负电源电压 E_e 的函数，它们可以分别表示为

$$\Delta I_{os} = \frac{\partial I_{os}}{\partial T}\Delta T + \frac{\partial I_{os}}{\partial t}\Delta t + \frac{\partial I_{os}}{\partial E_c}\Delta E_c + \frac{\partial I_{os}}{\partial E_e}\Delta E_e \tag{5-36}$$

$$\Delta I_b = \frac{\partial I_b}{\partial T}\Delta T + \frac{\partial I_b}{\partial t}\Delta t + \frac{\partial I_b}{\partial E_c}\Delta E_c + \frac{\partial I_b}{\partial E_e}\Delta E_e \tag{5-37}$$

这样，折合到输入端的、由失调电流漂移引起的误差电压为

$$\Delta U_{srI} = -R_f \Delta I_{os} \tag{5-38}$$

仅考察温度漂移的影响时，上式简化为

$$\Delta U_{srI} \approx -R_f \frac{dI_{os}}{dT}\Delta T \tag{5-39}$$

式(5-32)，(5-35)和(5-38)表明，为了减小输入平均偏置电流、失调电流及其漂移在输入端引起的误差电压，除了选用 I_b，I_{os} 及其漂移都小的集成运算放大器外，还应按式(5-33)选用同相端对地外接补偿电阻 R_P，并尽可能采用数值上较小的输入回路电阻 R_f．

例 5-5 在图 5-14 中，若实际运算放大器的 $I_{os} = 50\ \text{nA}$，$I_b = 150\ \text{nA}$，$dI_{os}/dT = 0.1\ \mu\text{A}/℃$，$dI_b/dT = 0.3\ \mu\text{A}/℃$，工作温度范围为 15—45℃，漂移误差电压不应超过

输入信号电压的 1%，$R_f = 10\,k\Omega$，则当式(5-33)成立时，折合到输入端的误差电压为

$$U'_{srI} = -R_f I'_{os} = -10\times10^3(50\times10^{-6}+0.1\times10^{-3}\times30) = -30.5\,mV$$

漂移误差电压为

$$\Delta U_{srI} \approx -R_f \frac{dI_{os}}{dT}\Delta T = -30\,mV$$

允许的最小输入信号电压为

$$|U_{sr\,min}| \geqslant |\Delta U_{srI}|/1\% = 3\,V$$

若 $R_P = 0$，即没有偏置电流补偿时，则上列各值相应变为

$$U'_{srI} = -R_f\left(\frac{1}{2}I'_{os}+I'_b\right) \approx -107\,mV$$

$$\Delta U_{srI} \approx -R_f\Delta T\left(\frac{1}{2}\frac{dI_{os}}{dT}+\frac{dI_b}{dT}\right) = -105\,mV$$

$$|U_{sr\,min}| \geqslant 10.5\,V$$

由上列计算值可以看出补偿电阻 R_P 的作用十分重要.

(3) 输入失调及其漂移的影响

当同时考察 U_{os}, I_b 和 I_{os} 以及它们的漂移的影响时，可以证明，它们在输出端引起的误差电压 U'_{sc} 是 U'_{scV} 和 U'_{scI} 之和，即

$$U'_{sc} = U'_{scV} + U'_{scI} = \left(1+\frac{R_F}{R_f}\right)U'_{os} + \left[R_F - R_P\left(1+\frac{R_F}{R_f}\right)\right]I'_b + \left[R_F + R_P\left(1+\frac{R_F}{R_f}\right)\right]\frac{I'_{os}}{2} \tag{5-40}$$

当满足补偿条件式(5-33)时，上式变为

$$U'_{sc} = \left(1+\frac{R_F}{R_f}\right)U'_{os} + R_F I'_{os} \tag{5-41}$$

折合到反相运算放大器输入端的总误差电压为

$$U'_{sr} = -\left(1+\frac{R_f}{R_F}\right)U'_{os} - R_f I'_{os} = -\left(1+\frac{1}{|K_F|}\right)U'_{os} - R_f I'_{os} \tag{5-42}$$

折合到输入端的、由漂移引起的误差电压为

$$\Delta U_{sr} = -\left(1+\frac{1}{|K_F|}\right)\Delta U_{os} - R_f\Delta I_{os} \tag{5-43}$$

式中，失调电压漂移 ΔU_{os} 和失调电流漂移 ΔI_{os} 分别由式(5-24)和式(5-36)决定. 当只考察温度漂移的影响时，上式简化为

$$\Delta U_{sr} \approx -\Delta T\left[\left(1+\frac{1}{|K_F|}\right)\frac{dU_{os}}{dT} + R_f\frac{dI_{os}}{dT}\right] \tag{5-44}$$

由式(5-42)，(5-43)和(5-44)可以看出，当输入回路电阻 R_f 较大时，应着重考虑失调电流及其漂移的影响；当 R_f 较小时，应着重考虑失调电压及其漂移的影响. 这是因为当 R_f 较大时，同样的失调电流和漂移所形成的误差电压就大，因而有可能超过失调电压而上升为主要的误差来源.

上述各项结论，都没有考虑信号源内阻 R_x 的影响. 当 $R_x \neq 0$ 时，只需将上列各式中的 R_f 用 $(R_f + R_x)$ 代替，就把 R_x 的影响考虑进来了. 当反相运算放大器在交流耦合条件下工作，例如，输入回路中串有一隔直电容，则失调及其漂移对定态误差的影响可不予考虑，这是因为在交流耦合条件下，失调信号或直流信号是无法通过耦合电容的. 这时，只需注意失调及其漂移不要使运算放大器的静态工作点偏离过大，以致使放大器的输出信号脱离线性工作范围.

例 5-6 若有增益 $K_F = -10$ 的比例放大器，它所用实际运算放大器的失调及其漂移参数如例 5-4 和例 5-5 所示，当 $R_f = 1\ \text{k}\Omega$ 时，有

$$\left(1 + \frac{1}{|K_F|}\right)\frac{dU_{os}}{dT} = 11\ \mu\text{V/℃}$$

$$R_f \frac{dI_{os}}{dT} = 100\ \mu\text{V/℃}$$

可见在本例中，当 R_f 在 1 kΩ 以上时，就应着重考虑失调电流及其漂移的影响了.

2. 闭环增益误差

运算放大器的失调和漂移使应用电路的输出信号不单纯决定于输入信号，还取决于失调和漂移，引起运算的定态误差. 运算放大器的参数——开环增益、输入阻抗和输出阻抗等不理想时，将使应用电路的闭环增益不单纯决定于外接回路元件的参数，还取决于放大器本身的这些参数，它们既带来运算的定态误差，也产生动态误差. 因此有必要研究这些参数对闭环增益的影响，引入误差的大小，以及缩小这些误差的方法.

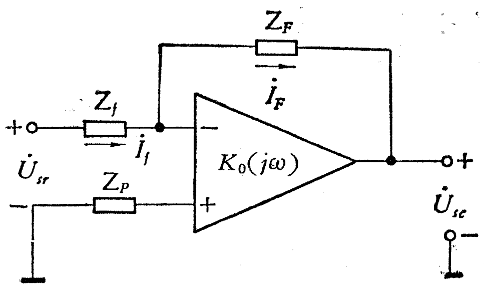


图 5-15 开环增益的影响

(1) 开环增益的影响

运算放大器的开环增益不理想时，反相运算放大器的实际闭环增益 K'_F 可用图 5-15 的等效电路导出. 运算放大器的图形符号中的 $K_0(j\omega)$ 代表实际运算放大器的频率特性，它意味着该放大器已非理想.

图 5-15 中的放大器既然不是理想运算放大器，它的开环频率特性由 $K_0(j\omega)$ 描述，则 $\dot{U}_+ = \dot{U}_-$ 不再成立，但在仅考虑 $K_0(j\omega)$ 的影响时，同相端与反相端仍无任何电流流过，据此不难得到

$$\dot{U}_+ = 0$$

$$\dot{U}_{sc} = K_0(j\omega)(\dot{U}_+ - \dot{U}_-)$$

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_{sr} - \dot{U}_-}{Z_f}$$

$$\dot{I}_F = \frac{\dot{U}_- - \dot{U}_{sc}}{Z_F}$$

$$\dot{I}_f = \dot{I}_F$$

由上列方程组，得

$$K'_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = -\frac{Z_F}{Z_f}\left[\frac{1}{1 + \dfrac{1}{K_0(j\omega)F(j\omega)}}\right]$$

或

$$K'_F(j\omega)=K_F(j\omega)\left[\frac{1}{1+\dfrac{1}{K_0(j\omega)F(j\omega)}}\right] \tag{5-45}$$

式中，$K_F(j\omega)$ 是理想闭环增益的频率特性，由式(5-9)决定. F 叫做反馈系数，它的频率特性为

$$F(j\omega)=\frac{Z_f}{Z_f+Z_F} \tag{5-46}$$

在运算放大器的应用电路中，式(5-45)右边方括号中的量叫做增益误差系数，它与一之差就是增益相对误差. 量$K_0(j\omega)F(j\omega)$叫做回路增益的频率特性. 回路增益是信号经放大器和反馈网络，沿反馈回路一周所获得的总增益，它决定了实际闭环增益与理想闭环增益之间的近似程度，也决定了闭环的稳定性，在运算放大器的应用电路中，这个量十分重要.

实际上，据式(5-45)不难导出，由运算放大器的开环增益不理想所引起的闭环增益相对误差为

$$\delta=\frac{K_F(j\omega)-K'_F(j\omega)}{K_F(j\omega)}=\frac{1}{1+K_0(j\omega)F(j\omega)}$$

因为在应用频率范围内，常有 $|K_0(j\omega)F(j\omega)|\gg 1$，故上式可简化为

$$\delta\approx\frac{1}{K_0(j\omega)F(j\omega)} \tag{5-47}$$

可见，闭环增益的相对误差与回路增益成反比. 利用这个误差公式可以估算回路增益有限所引起的误差，也可以根据所要求的相对误差确定所需的回路增益，以便选用符合要求的集成运算放大器.

由于在信号频率范围内$|K_0(j\omega)|$一般很大，所以在分析闭环增益的定态误差时，运算放大器的开环增益的不稳定性往往比它的大小的影响更重要. $K_0(j\omega)$ 不稳定引起的闭环增益的不稳定之间的定量关系，可由式(5-45)对 $K_0(j\omega)$ 求导得出. $K'_F(j\omega)$ 对 $K_0(j\omega)$ 求导，得

$$\frac{dK'_F(j\omega)}{dK_0(j\omega)}=K_F(j\omega)\left\{\frac{F(j\omega)}{[1+K_0(j\omega)F(j\omega)]^2}\right\}$$

将式(5-45)与上式合并，得

$$\frac{dK'_F(j\omega)}{K'_F(j\omega)}=\frac{1}{1+K_0(j\omega)F(j\omega)}\,\frac{dK_0(j\omega)}{K_0(j\omega)}$$

因为 $|K_0(j\omega)F(j\omega)|\gg 1$，上式简化为

$$\frac{dK'_F(j\omega)}{K'_F(j\omega)}\approx\frac{1}{K_0(j\omega)F(j\omega)}\,\frac{dK_0(j\omega)}{K_0(j\omega)} \tag{5-48}$$

上式表明，运算放大器本身的开环增益的任何变化所引起的闭环增益的变化，都被衰减了回路增益倍，这正是运算放大器应用电路采用深度负反馈的重要优点之一.

例 5-7 在图 5-4 中，若 $R_f=1\,\text{k}\Omega$，$R_F=10\,\text{k}\Omega$，$K_0=10^5$，则回路增益为

$$K_0F=K_0\frac{R_f}{R_F+R_f}=10^5\times\frac{1\times10^3}{10\times10^3+1\times10^3}=\frac{10^5}{11}$$

所以

$$\delta \approx \frac{1}{K_0 F} = 0.011\%$$

这就意味着，当理想闭环增益 $K_F = -10$ 时，实际闭环增益却为

$$K'_F = K_F(1-\delta) \approx -9.9989$$

当 $(dK_0/K_0) = \pm 1\%$，则

$$\frac{dK'_F}{K'_F} \approx \frac{1}{K_0 F}\frac{dK_0}{K_0} = \pm 0.00011\%$$

可见，闭环增益所在范围为

$$K'_F \approx -9.9989 \pm 0.000011$$

不过，由于回路增益很大，用式(5-11)和(5-6)计算的输入阻抗和输入电阻已经足够精确。以例 5-7 的参数为例，按式(5-6)计算时，

$$r_{sr} \approx R_f = 1\ \text{k}\Omega$$

考虑了开环增益有限的影响时，输入电阻

$$r_{sr} = \frac{R_f}{1 - \dfrac{R_F}{K_0 R_f}} \approx R_f\left[1 + \frac{R_F}{K_0 R_f}\right]$$

$$= 1 \times 10^3\left[1 + \frac{10^4}{10^5 \times 10^3}\right] = 1.0001\ \text{k}\Omega$$

足见其影响之小。

开环增益-带宽积和上升速率对反相比例运算放大器的动态精度的影响将在本节之六讨论。

(2) 开环增益和输入阻抗的影响

运算放大器的输入阻抗不是无穷大，也将产生闭环增益误差。若应用电路所用运算放大器的输入阻抗较高，或者工作频率较低，则与开环增益相比，输入阻抗对闭环增益误差的影响一般都可略去不计。不过，当所用运算放大器的输入阻抗不高，特别是工作频率较高时，输入阻抗的影响就突出的显现出来了。在高频应用中，输入阻抗中的电容分量往往是影响闭环响应速度的重要原因。

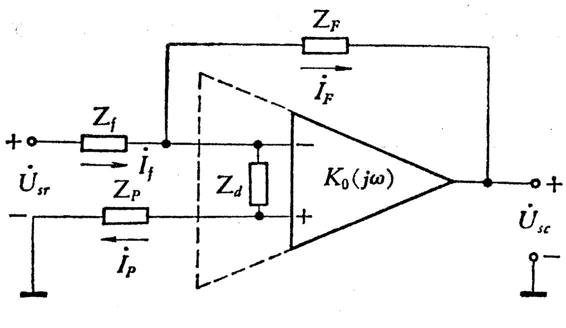


图 5-16 输入阻抗与开环增益的影响

在分析运算放大器的差动输入阻抗 Z_d 对反相运算放大器的闭环增益的影响时，必须同时考虑开环增益有限的影响，如图 5-16 所示，这是因为开环增益有限时，才有 $\dot{U}_+ \neq \dot{U}_-$，从而有电流流经 Z_d，Z_d 的影响才能显示出来。据图中所注符号，不难列出

$$\dot{U}_+ = \dot{I}_P Z_P$$

$$\dot{U}_{sc} = K_0(j\omega)(\dot{U}_+ - \dot{U}_-)$$

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_{sr} - \dot{U}_-}{Z_f}$$

$$\dot{I}_F = \frac{\dot{U}_- - \dot{U}_{sc}}{Z_F}$$

$$\dot{I}_P = \frac{\dot{U}_- - \dot{U}_+}{Z_d}$$

$$\dot{I}_f = \dot{I}_F + \dot{I}_P$$

解上列方程组,得

$$K'_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = K_F(j\omega)\left[\frac{1}{1+\dfrac{1}{K_0(j\omega)F'(j\omega)}}\right] \tag{5-49}$$

式中

$$F'(j\omega) = \frac{F(j\omega)}{1+\dfrac{1}{Z_d}\left(Z_P+\dfrac{Z_fZ_F}{Z_f+Z_F}\right)} \tag{5-50}$$

$K_F(j\omega)$ 和 $F(j\omega)$ 分别为理想闭环增益和反馈系数的频率特性，分别由式(5-9)和式(5-46)决定.

比较式(5-49)和式(5-45)可知,当同时考虑差动输入阻抗和开环增益的影响时,只要用新的反馈系数 $F'(j\omega)$ 代替式(5-45)中的 $F(j\omega)$，则闭环增益 $K'_F(j\omega)$ 仍具有一般表达式(5-45)的形式，进而闭环增益相对误差公式(5-47)，以及闭环增益相对稳定度公式(5-48)同样成立,但原式中的 $F(j\omega)$ 都要用 $F'(j\omega)$ 代替. 由式(5-50)可知，该式右边分母的模总大于一,因此总有

$$|F'(j\omega)| < |F(j\omega)|$$

这就意味着，Z_d 的作用相当于使反馈系数 $F'(j\omega)$ 的幅值减小，进而使有效回路增益下降,结果导致闭环增益相对误差和稳定度都变坏. 为了保持回路增益不变,可提高开环增益来补偿 Z_d 的影响. 当外接补偿阻抗 Z_P 和 $(Z_f/\!/Z_F)$ 较大时，Z_d 的影响会随之加强，这在应用中也应加以考虑.

例 5-8 除 $r_d = 100\ \mathrm{k}\Omega$ 外,其他参数与例 5-7 相同,则有

$$F' = \frac{F}{1+\dfrac{1}{r_d}\left(R_P+\dfrac{R_fR_F}{R_f+R_F}\right)} = \frac{F}{1+\dfrac{2R_fR_F}{r_d(R_f+R_F)}}$$

$$= \frac{F}{1+\dfrac{2\times 10^3\times 10\times 10^3}{100\times 10^3(1\times 10^3+10\times 10^3)}} \approx \frac{F}{1.0182}$$

所以闭环增益相对误差为

$$\delta \approx \frac{1}{K_0F'} \approx 1.0182\times 0.011\% \approx 0.0112\%$$

实际闭环增益为

$$K'_F = K_F(1-\delta) \approx -9.99888$$

当 $(dK_0/K_0) = \pm 1\%$，则

$$\frac{dK'_F}{K'_F} \approx \frac{1}{K_0F'}\frac{dK_0}{K_0} \approx \pm 0.000112\%$$

可见闭环增益的可能范围为

$$K'_F \approx -9.99888 \pm 0.0000112$$

如果取 $R_f = 100\ \mathrm{k}\Omega$，$R_F = 1\ \mathrm{M}\Omega$，其他参数不变,则上列各量变为

$$F' \approx \frac{F}{2.818}$$

$$\delta \approx 0.031\%$$

$$K'_F \approx -9.9969$$

$$\frac{dK'_F}{K'_F} \approx \pm 0.00031\%$$

$$K'_F \approx -9.9969 \pm 0.000031$$

将例 5-7 所得值与本例比较，可看出 r_d 的影响．此外，由本例还可看出，当外部电阻加大时，r_d 的影响也随之加强．

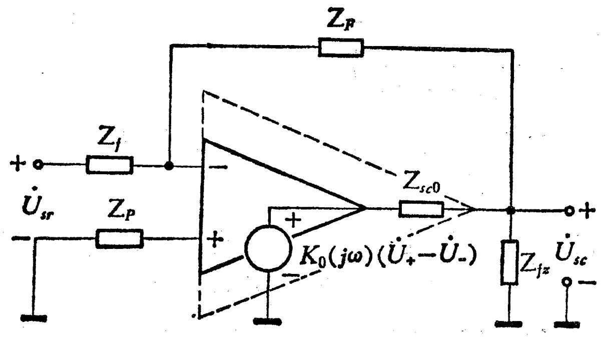


图 5-17　输出阻抗和开环增益的影响

(3) 开环增益和输出阻抗的影响

实际运算放大器的输出阻抗不是零，也产生闭环增益误差．由于绝大多数运算放大器的输出级都采用某种形式的互补射极跟随器，它的输出阻抗很小，其影响和开环增益与输入阻抗的影响相比，除个别情况外，一般都可略去不计．

当需要考虑输出阻抗的影响时，可用图 5-17 的等效电路进行分析．由这个等效电路不难得到

$$K'_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = K_F(j\omega)\left[\frac{1}{1+\frac{1}{K'_0(j\omega)F(j\omega)}}\right] \tag{5-51}$$

式中

$$K'_0(j\omega) = \frac{K_0(j\omega)}{1+\frac{Z_{sc0}}{Z_F/\!/Z_{fz}}} - \frac{Z_F/\!/Z_{fz}/\!/Z_{sc0}}{Z_F} \tag{5-52}$$

$K_F(j\omega)$ 和 $F(j\omega)$ 分别由式(5-9)和式(5-46)决定．

比较式(5-51)与式(5-45)可知，输出阻抗 Z_{sc0} 对闭环增益的影响可用新的开环增益 $K'_0(j\omega)$ 代替原有的开环增益 $K_0(j\omega)$ 加以考虑．式(5-52)表明，只要 Z_{sc0} 不为零，就有 $|K'_0(j\omega)| < |K_0(j\omega)|$，所以 Z_{sc0} 的作用相当于放大器的有效开环增益下降，结果使有效回路增益减小，进而导致闭环增益的相对误差和稳定度恶化．实际上，由图 5-17 可知，在放大器差动输入电压恒定不变的条件下，由于外接回路要取负载电流，在 Z_{sc0} 上形成压降，故空载输出电压自然大于有负载时的输出电压，从外特性看，就好像有效开环增益下降了．由式(5-52)可以看出，像补偿输入阻抗的影响一样，提高开环增益也能补偿 Z_{sc0} 的影响．

当运算放大器的开环增益和输出电阻不理想时，反相运算放大器的输出阻抗不再为零，这时的输出阻抗可表示为

$$Z_{sc} = \frac{Z_{sc0}}{1+K_0(j\omega)F(j\omega)}$$

(4) 闭环增益误差

采用前述各单项误差的分析方法，不难得到同时考虑开环增益、输入阻抗和输出阻抗时的闭环增益公式

$$K'_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=K_F(j\omega)\left[\frac{1}{1+\frac{1}{K''_0(j\omega)F'(j\omega)}}\right] \tag{5-53}$$

式中

$$K''_0(j\omega)=K'_0(j\omega)-\frac{Z_P(Z_{sc0}/\!/Z_F/\!/Z_{fz})}{Z_FZ_d} \tag{5-54}$$

$K_F(j\omega)$，$F'(j\omega)$ 和 $K'_0(j\omega)$ 分别由式(5-9)，(5-50)和(5-52)决定.

对比式(5-53)和式(5-45)可知，$K_0(j\omega)$，Z_d 和 Z_{sc0} 对闭环增益的影响，可用新的回路增益 $K''_0(j\omega)F'(j\omega)$ 代替一般表达式(5-45)中的回路增益 $K_0(j\omega)F(j\omega)$ 加以考虑. 由前述各单项误差分析结果可知，这个结论是完全可以预料的. 必须指出，运算放大器的 $K_0(j\omega)$ 和 Z_d，特别是 $K_0(j\omega)$ 是引起闭环增益误差的主要原因，所以常用关系式(5-45)和式(5-49)来描述实际闭环增益.

3. 总关系式

综上所述，反相运算放大器的总运算关系式可表为

$$\dot{U}_{sc}=K'_F(j\omega)(\dot{U}_{sr}+U'_{sr}) \tag{5-55}$$

式中，$K'_F(j\omega)$ 和 U'_{sr} 分别由式(5-53)和式(5-42)决定.

六、反相比例运算放大器的参数选择

在选择图 5-4 的反相比例运算放大器的元件参数时，一般应考虑下列五个方面的要求.

1. 减小漂移误差

漂移误差是运算电路定态误差的主要成分，降低漂移误差是提高定态运算精度的关键. 式(5-43)和式(5-44)表明，减小漂移误差的主要途径是选用失调漂移比较小的运算放大器. 当明确了漂移误差要求后，可由式(5-43)和式(5-44)求出对运算放大器的漂移指标要求，并据此选用适当型号的组件.

外部电路电阻的阻值在产生漂移误差中也起着重要作用，为消除偏置电流漂移的影响，应按式(5-33)选用补偿电阻 R_P，并尽可能将 R_f 选小，将比值 R_F/R_f 选大.

电阻稳定性差也产生漂移误差. 当阻值超过 1 MΩ 时，如果不采用特殊电阻元件而用一般电阻元件时，就很难保证电阻有较高的稳定性了. 所以，运算电路中的电阻阻值一般不宜超过 1 MΩ.

在减小漂移误差的措施中，元件的老化处理也不可忽视. 应用电路组装之前，应将运算放大器和电阻元件进行老化处理. 此外，还要注意防止寄生漏电.

2. 提高闭环增益的定态精度

漂移误差减小后，提高闭环增益的定态精度就成了提高应用电路定态精度的另一个重要措施.

由式(5-45)不难看出，提高闭环增益精度应采取两项措施. 第一，提高理想闭环增益精度. 这就是说，当闭环增益精度要求明确后，$K_F=-(R_F/R_f)$ 中的两只电阻的精度

等级就决定了，实际电阻的精度等级至少应高于这个等级. 像阻值的稳定性一样，当电阻阻值过高时，不采取一定措施，电阻精度就不可能很高. 一般也不宜超过 1 MΩ，以 1—100 kΩ 为宜. 第二，提高回路增益. 在回路增益中，运算放大器的直流增益 K_0 起着决定性的作用，必须重视它的选择. 此外，由式(5-46)可知，若将反相比例运算放大器的反馈系数

$$F = \frac{R_f}{R_f + R_F} \tag{5-56}$$

选大，也有利于加大回路增益.

在运算放大器型号已选定的条件下，对于一定的 K_F 值，亦即一定的 F 值，若能合理选择外接回路电阻的阻值，则运算放大器的开环增益 K_0，差动输入电阻 r_d 和输出电阻 r_{sc0} 对闭环精度的影响可以降到最小. 由式(5-50)和(5-54)可得反相比例运算放大器的回路增益为

$$K_0''F' = \left[\frac{K_0}{1 + \dfrac{r_{sc0}}{R_F /\!/ R_{fz}}} - (R_F /\!/ R_{fz} /\!/ r_{sc0})\left(\frac{1}{R_F} + \frac{F}{r_d}\right)\right]\left(\frac{F}{1 + \dfrac{2FR_F}{r_d}}\right)$$

当 $R_{fz} \gg R_F \gg r_{sc0}$，$r_d \gg FR_F$ 和 $K_0 \gg 1$ 的条件下，上式可简化为

$$K_0''F' = \left(\frac{K_0}{1 + \dfrac{r_{sc0}}{R_F}}\right)\left(\frac{F}{1 + \dfrac{2FR_F}{r_d}}\right) = \frac{K_0 F r_d R_F}{2FR_F^2 + (2r_{sc0}F + r_d)R_F + r_d r_{sc0}}$$

$K_0''F'$ 对 R_F 求导，并令其等于零，可得对应于 $K_0''F'$ 最大时的 R_F 的最佳值 R_{Fz}. $K_0''F'$ 对 R_F 求导，得

$$\frac{dK_0''F'}{dR_F} = \frac{K_0 F r_d (r_d r_{sc0} - 2FR_F^2)}{[2FR_F^2 + (2r_{sc0}F + r_d)R_F + r_d r_{sc0}]^2}$$

由 $dK_0''F'/dR_F = 0$，得

$$R_{Fz} = \sqrt{\frac{r_d r_{sc0}}{2F}} \tag{5-57}$$

同理，若考虑负载电阻 R_{fz} 时，有

$$R_{Fz} = \sqrt{\frac{r_d r_{sc0} R_{fz}}{2F(R_{fz} + r_{sc0})}}$$

由于总有 $R_{fz} \gg r_{sc0}$，故在一般情况下，都用式(5-57)来选择反馈回路电阻的最佳值.

例 5-9 若运算放大器的 $r_d = 1\ \text{M}\Omega$，$r_{sc0} = 100\ \Omega$，在要求 $K_F = -100$ 的条件下，由于

$$F = \frac{1}{1 - K_F} = \frac{1}{1 + 100} = 0.0099$$

由式(5-57)，可选

$$R_F = R_{Fz} = \sqrt{\frac{r_d r_{sc0}}{2F}} = \sqrt{\frac{1 \times 10^6 \times 100}{2 \times 0.0099}} \approx 71.07\ \text{k}\Omega$$

所以

$$R_f = \frac{-R_F}{K_F} = 710.7\ \Omega$$

这样，运算电路的输入电阻也为 710.7 Ω，当不满足输入电阻要求时，若不选用 r_d 更大的组件，则输入电阻和精度就不能同时兼顾. 这时，应据实际情况，以满足一项指标为主.

3. 减小动态误差

运算放大器的增益-带宽积和上升速率有限是应用电路产生动态误差的主要原因.当然，应用电路的寄生电容，特别是外部回路用了较高阻值的电阻时，微小的寄生电容和高值电阻组合在一起，也能引入明显的动态误差，故从减小动态误差出发，R_f，R_F 和 R_P 的阻值也不宜过大. 不过，在反相比例运算放大器的应用条件下，这一因素带来的动态误差往往不是主要的.

(1) 运算放大器增益-带宽积的影响

运算放大器常常具有单极点的频率特性，它的数学表达式为式 (5-1)，将它代入式(5-45)中，简化后，得

$$K'_F(j\omega) = K_F\left[\frac{1}{1+\dfrac{1}{K_0F}+j\omega\dfrac{\tau_0}{K_0F}}\right]$$

通常有 $K_0F \gg 1$，上式近似为

$$K'_F(j\omega) \approx \frac{K_F}{1+j\omega\tau_F} \tag{5-58}$$

式中，K_F 为反相比例运算放大器的理想闭环增益，由式(5-4)决定，τ_F 为闭环的极点时间常数，它等于

$$\tau_F = \frac{\tau_0}{K_0F} = \frac{1}{K_0\omega_0F}$$

将式(5-3)和式(5-56)代入上式，得

$$\tau_F = \frac{1}{K_0\omega_0F} = \frac{1}{\omega_c}\left(1+\frac{R_F}{R_f}\right)$$

这样，反相比例运算放大器的频率特性仍然是单极点的，它的闭环 -3 dB 带宽 f_F 由时间常数 τ_F 决定

$$f_F = \frac{1}{2\pi\tau_F} = \frac{K_0\omega_0F}{2\pi} = f_cF \tag{5-59}$$

上式表明，运算放大器的开环增益-带宽积愈大，反相比例运算放大器的闭环 -3 dB 带宽就愈宽，换句话说，要想获得较宽的闭环增益频带，就必须选用增益-带宽积 $K_0\omega_0$ 大的集成运算放大器. 在运算放大器及其相位补偿方式已选定的条件下，$K_0\omega_0 = \omega_c$ 为常数，这时，闭环 -3 dB 带宽 f_F 与反馈系数 $F = R_f/(R_f + R_F)$ 成正比，即闭环增益幅值 R_F/R_f 愈小，闭环频带愈宽. 这样，闭环增益幅值的选择，既要考虑应用电路本身的需要，也要兼顾漂移误差和闭环带宽的要求.

例 5-10 假设运算放大器的开环幅频特性如图 5-2 所示，它的 $f_c = 10^6$ Hz，则反相比例运算放大器在各种增益幅值下的闭环 -3 dB 带宽如表 5-1 所示.

上例清楚说明，随着闭环增益在数值上加大，闭环带宽就随之减小. 上例还表明，反相比例运算放大器的闭环-3 dB 带宽一般都比运算放大器的开环-3 dB 带宽大好几个数量级. 虽然如此，但闭环带宽毕竟有限，仍将产生一定的动态误差.

在交流工作条件下，输入信号为正弦波，闭环带宽有限将产生幅度误差和相位误差，即通常所说的频率领域误差，或简称为频域误差. 由式(5-58)可得反相比例运算放大器的幅频特性 $K'_F(\omega)$ 和相频特性 $\Phi'_F(\omega)$

表 5-1 不同增益幅值下的反相比例运算放大器的闭环带宽 f_F

$\|K_F\|$	$F=\frac{1}{1+\|K_F\|}$	$f_F=Ff_c$ (Hz)
1	0.5000	0.5×10^6
5	0.1667	0.1667×10^6
10	0.09091	90.91×10^3
50	0.01961	19.61×10^3
100	0.009901	9.901×10^3

$$\begin{cases} K'_F(\omega)\approx\dfrac{|K_F|}{\sqrt{1+(\omega\tau_F)^2}}=\dfrac{R_F/R_f}{\sqrt{1+(f/f_F)^2}} \\ \Phi'_F(\omega)\approx-\pi-\mathrm{tg}^{-1}\omega\tau_F=-\pi-\mathrm{tg}^{-1}\left(\dfrac{f}{f_F}\right) \end{cases}\tag{5-60}$$

在 $f\leqslant f_F$ 的条件下,幅度误差系数 $1/\sqrt{1+(f/f_F)^2}$ 可展成下列幂级数:

$$\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^2}}=1-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_F}\right)^2+\frac{1\times3}{2\times4}\left(\frac{f}{f_F}\right)^4-\frac{1\times3\times5}{2\times4\times6}\left(\frac{f}{f_F}\right)^6+$$
$$+\frac{1\times3\times5\times7}{2\times4\times6\times8}\left(\frac{f}{f_F}\right)^8-\cdots$$

这样,反相比例运算放大器的幅度误差 $\Delta K'_F(f)$、相对幅度误差 $\delta(f)$ 和相位误差 $\Delta\phi'_F(f)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} \Delta K'_F(f)=K'_F(f)-|K_F|\approx|K_F|\left(\dfrac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^2}}-1\right) \\ \qquad =|K_F|\left[-\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^2+\dfrac{1\times3}{2\times4}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^4-\dfrac{1\times3\times5}{2\times4\times6}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^6+\right. \\ \qquad \left.+\dfrac{1\times3\times5\times7}{2\times4\times6\times8}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^8-\cdots\right] \\ \delta(f)=\dfrac{\Delta K'_F(f)}{|K_F|} \\ \approx-\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^2+\dfrac{1\times3}{2\times4}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^4-\dfrac{1\times3\times5}{2\times4\times6}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^6+\dfrac{1\times3\times5\times7}{2\times4\times6\times8}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^8-\cdots \\ \Delta\Phi'_F(f)=\Phi'_F(f)-(-\pi)=-\mathrm{tg}^{-1}\left(\dfrac{f}{f_F}\right) \end{cases}$$

当输入信号频率 f 比闭环 -3 dB 带宽 f_F 小得多时,即 $f\ll f_F$,上式可近似为

$$\begin{cases} \Delta K'_F(f)\approx-\dfrac{|K_F|}{2}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^2 \\ \delta(f)\approx-\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{f}{f_F}\right)^2 \\ \Delta\Phi'_F(f)\approx-\dfrac{f}{f_F} \end{cases}\tag{5-61}$$

式(5-61)表明,在 $f\ll f_F$ 的条件下,幅度误差和幅度相对误差都与信号频率的平方成正比,与闭环 -3 dB 带宽的平方成反比;相位误差与信号频率成正比,与闭环 -3 dB 带

宽成反比．由此可见，带宽 f_F 愈宽，频率误差愈小．而且在带宽有限的条件下，信号频率高时，要注意幅度误差的影响；信号频率低时，要注意相位误差的影响．

例 5-11 假设 $f_c = 10^6$ Hz，在 $|K_F| = 1$ 时，由表 5-1 知 $f_F = 0.5 \times 10^6$ Hz．当信号频率由 1 Hz 变到 10 kHz，由式(5-61)可以算出，幅度相对误差将从 2×10^{-6} ppm 迅速增长到 200 ppm，变化了 8 个数量级；相位误差将从 2×10^{-6} 弧度增加到 2×10^{-2} 弧度，变化了 4 个数量级．换句话说，随着信号频率的增加，幅度误差要比相位误差增长得快得多．

在模-数和数-模变换这一类信号变换电路中，变换信号大都是瞬变的脉冲信号，因此，运算放大器应用电路的阶跃响应特性十分重要．所谓阶跃响应是指在阶跃输入信号作用下，应用电路的输出信号随时间的变化规律．在阶跃输入信号作用下，反相比例运算放大器的输出本应为阶跃输出，但当放大器闭环带宽和上升速率有限时，它的响应速度是有限的，阶跃输入不会导致阶跃输出，在时间领域中出现动态误差，简称时域误差．下面先考察闭环带宽有限带来的时域误差．

负的阶跃输入信号的时域方程为

$$u_{sr}(t) = \begin{cases} -E_{sr} & (t > 0) \\ 0 & (t < 0) \end{cases} \tag{5-62}$$

它的拉普拉斯变换等于 $-E_{sr}/s$．因为式(5-58)的传递函数为

$$K'_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = \frac{K_F}{1 + \tau_F s} \tag{5-63}$$

将 $U_{sr}(s) = -E_{sr}/s$ 代入上式，得

$$U_{sc}(s) = -\frac{K_F}{1 + \tau_F s}\frac{E_{sr}}{s}$$

上列方程的拉普拉斯反变换是

$$\begin{aligned} u_{sc}(t) &= -K_F E_{sr}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_F}}\right) \\ &= u_{sc}(\infty)(1 - e^{-2\pi f_F t}) \end{aligned} \tag{5-64}$$

由式(5-64)可以看出，在带宽有限的条件下，阶跃输入不再产生阶跃输出，在输入信号阶跃瞬间，输出电压的初始值为零，只当阶跃输入电压作用很久以后，输出电压才达到它的理想值 $-K_F E_{sr}$，理论上，当 $t = \infty$ 时，才有

$$u_{sc}(\infty) = -K_F E_{sr} \tag{5-65}$$

在阶跃输入作用下，输出电压的阶跃响应是时间的指数函数，特性如图 5-18 所示，表 5-2 是它的计算数据．

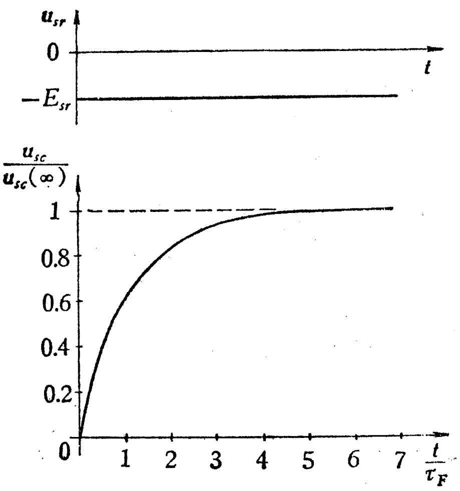


图 5-18 反相比例运算放大器的阶跃响应

图 5-18 的曲线和表 5-2 的数据表明，经过一倍时间常数 τ_F，输出响应从零上升到理想值的 63.2%．当经过的时间 t 分别为 2.3 τ_F，4.6 τ_F，6.9 τ_F 和 9.3 τ_F 时，输出响应将分别达到理想值的 90%，99%，99.9% 和 99.99%．因此，只当 $t \geqslant 6.9\,\tau_F$ 时，输出响应的相对误差才能小于 0.1%．

表 5-2　图 5-18 曲线的计算值

t (τ_F)	u_{sc} $[u_{sc}(\infty)]$	t (τ_F)	u_{sc} $[u_{sc}(\infty)]$	t (τ_F)	u_{sc} $[u_{sc}(\infty)]$
1	0.632	3	0.95	5	0.993
2	0.865	4	0.982	6.9	0.999
2.3	0.90	4.6	0.99	9.3	0.9999

例 5-12　假设 $f_c = 10^6\,\text{Hz}$，在 $K_F = -100$ 时，由表 5-1 知 $f_F = 9.901 \times 10^3\,\text{Hz}$，进入 0.1% 误差范围所需的最小过渡时间为

$$t_{\min} \geqslant 6.9\,\tau_F = \frac{6.9}{2\pi f_F} \approx 111\,\mu\text{s}$$

若 $K_F = -1$，相应的 $f_F = 0.5 \times 10^6\,\text{Hz}$，则上述值变为

$$t_{\min} \geqslant 2.2\,\mu\text{s}$$

上列计算值充分说明闭环带宽有限对时域误差的影响.

在上述动态分析的方法中都进行了线性化，故所得频域误差和时域误差的结论仅适用于在小信号条件下工作的应用电路．当反相比例运算放大器在大信号条件下工作时，特别是当大信号阶跃输入时，它的动态特性将主要由上升速率决定.

(2) 运算放大器上升速率的影响

运算放大器的上升速率 SR 是有限的，这是因为相位补偿电容和各级晶体管的寄生电容的充电需要一定的时间，而它们的驱动电路又只能提供限定的驱动电流，所以 SR 的实际大小与相位补偿电容、各级晶体管的寄生电容等许多因素有关．低速运算放大器的 SR 值在 $1\,\text{V}/\mu\text{s}$ 左右，高速运算放大器可达 150—$200\,\text{V}/\mu\text{s}$.

运算放大器上升速率 SR 与最大功率带宽 f_P 之间的关系由式 (4-24) 给出：

$$f_P = \frac{\text{SR}}{2\pi U_{scM}}$$

式中 U_{scM} 为运算放大器的额定输出电压.

可见，在大信号工作条件下，放大器输入信号的频率不得超过 f_P，否则输出波形将出现较大的失真．即有

$$f \leqslant f_P = \frac{\text{SR}}{2\pi U_{scM}} \tag{5-66}$$

通常，运算放大器的最大功率带宽 f_P 比小信号闭环带宽 f_F 窄.

例 5-13　若运算放大器的 $\text{SR} = 10\,\text{V}/\mu\text{s}$，最大输出电压为 $\pm 12\,\text{V}$，所以在大信号工作条件下的输入信号的最高频率为

$$f_{\max} \leqslant f_P = \frac{\text{SR}}{2\pi U_{scM}} = \frac{10 \times 10^6}{2\pi \times 12} \approx 133\,\text{kHz}$$

若只需要 5 V 的输出电压幅度，则上述值变为

$$f_{\max} \lesssim 318\,\text{kHz}$$

可见，若能降低最大输出电压，电路在大信号工作时的带宽可望进一步提高.

(3) 响应速度的改善

上述动态分析都在相位补偿电容为固定值下进行的，若能减小相位补偿电容，则反相

比例运算放大器的阶跃响应速度可进一步提高，这是因为相位补偿电容减小后，放大器的单位增益带宽 f_c 和上升速率 SR 的限定范围就可相应放宽. 相位补偿电容是用来保证闭环稳定性的，例如为了保证单位增益放大器的闭环稳定性，5G24 所需的外接补偿电容约为 30 pF，若能减小反馈深度，则为保证闭环稳定性所需的相位补偿电容值可以相应减小. 这样，既能减小反馈深度，又不影响运算性能的应用电路，就能提供更高的响应速度，实际电路如图 5-19 所示.

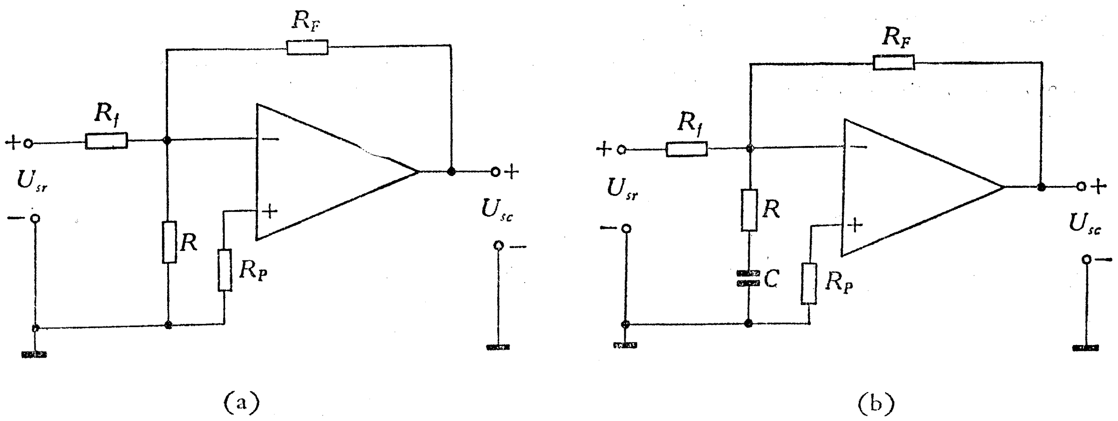


图 5-19 响应速度的改善

(a) $R_P = R_f // R_F // R$; (b) $R_P = R_f // R_F$.

对于图 5-19(a) 的电路，当仅考虑放大器开环增益 $K_0(j\omega)$ 的影响时，利用图 5-15 的分析方法，所得实际闭环增益的公式仍具有一般表达式(5-45)的形式，这时，只需将原有反馈系数 F 换成新的反馈系数 F' 就可以了.

$$F' = \frac{F}{1 + \dfrac{R_f // R_F}{R}}$$

如果在工作频率范围内，环路增益 $K_0(\omega)F' \gg 1$，则电阻 R 的加入不会影响比例增益精度，但反馈系数却减小了，因而为减小相位补偿电容创造了条件. 这个电路的主要缺点是输入失调电压影响较大，据图 5-12 和图 5-14 的分析方法，可以求得这个电路的失调及其漂移在输入端产生的误差电压为

$$U'_{sr} = -\left(1 + \frac{1}{|K_F|} + \frac{R_f}{R}\right) U'_{os} - R_f I'_{os}$$

和式(5-42)相比，失调电压及其漂移的影响大大加强了. 例如，若 $K_F = -1$，$R_f = 100\ \mathrm{k}\Omega$，$R = 1\ \mathrm{k}\Omega$，则 U'_{os} 的影响将加大约 50 倍. 考虑到失调及其漂移是缓慢变化的量，可通过电容隔断它的影响，所以可在 R 中再串入一只电容 C，如图 5-19(b) 所示，只要电容 C 足够大，则不会影响交流负反馈深度，但却能消除失调及其漂移通过 R 带来的附加影响.

4. 输入电阻要求

当应用电路和信号源之间，或应用电路之间相互连接时，往往有阻抗匹配要求. 因此，反相比例运算放大器的输入回路电阻 R_f 常常只能在一定范围内进行选择. 通常是据匹配要求定出输入电阻，再由输入电阻选定 R_f 的大小. 由例 5-9 可知，R_f 过大时，将与 R_F 的最佳值发生矛盾.

5. 其他要求

运算放大器的输出电流有限，而反馈回路电阻 R_F 是放大器负载电阻之一，故两者相互约束，不能随意选择．若放大器的最大输出电压和输出电流分别为 U_{scM} 和 I_{scM}，负载电阻为 R_{fz}，则显然应有

$$(R_F /\!/ R_{fz}) \geqslant \frac{U_{scM}}{I_{scM}} \tag{5-67}$$

上式是限定 R_F 范围或选用 I_{scM} 的依据．

有时，为了节省组件数量和简化电路，闭环增益也有限定，使 R_F/R_f 也不能随意选择．

习　　题

在本书应用电路部分的习题中，除了特殊情况外，一般习题中的运算放大器参数都如表 5-3 所示．

表 5-3　应用电路部分习题中所用运算放大器的参数

失调和漂移参数：
$U_{os} = \pm 5$ mV　$I_{os} = \pm 10$ nA　$I_b = 100$ nA
$\frac{dU_{os}}{dT} = 5\ \mu V/℃$　$\frac{dI_{os}}{dT} = 0.1$ nA/℃　$\frac{dI_b}{dT} = 1$ nA/℃
动态参数：
频率特性　$K_0(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_0}$
$K_0 = 10^5$ (100dB)　$f_0 = 10$ Hz　$f_c = 1$ MHz
上升速率　SR $= 10$ V/μs
输入、输出电阻：
$r_d = 1$ MΩ　$r_c = 100$ MΩ　$r_{sc0} = 100\ \Omega$
共模抑制比：
CMRR = 80 dB
额定输入、输出参数：
$U_{dM} = \pm 5$ V　$U_{cM} = \pm 10$ V
$U_{scM} = \pm 10$ V　$I_{scM} = \pm 10$ mA
电源电压和电源电压灵敏度：
$E_c = 15$ V　$-E_e = -15$ V　SUR $= 100\ \mu$V/V
噪声电压：
$U_N = 10\ \mu$V

题 5-1　按 $r_{sr} = 100$ kΩ，$K_F = -2$，选用比例运算放大器的外部回路电阻参数．

题 5-2　已知加法运算放大器的运算关系为

$$U_{sc} = -(4U_{sr1} + 2U_{sr2} + 0.5\,U_{sr3})$$

且反馈回路电阻 $R_F = 100$ kΩ，试选各输入回路电阻和补偿电阻．

题 5-3　已知实现两信号相加的反相加法器的电阻参数为 $R_{f1} = R_{f2} = R_F = R$，试求：

（1）补偿电阻 $R_P = ?$

（2）运算关系式？

(3) 当 $U_{sr1}=3\text{ V}$, $U_{sr2}=2\text{V}$, $U_{sc}=?$

若 $U_{sr1}=3\text{ V}$, $U_{sr2}=-4\text{ V}$, $U_{sc}=?$

(4) 若 u_{sr1} 和 u_{sr2} 分别为三角波和方波，它们的周期相等，u_{sr1} 的变化范围为 0—-4 V，u_{sr2} 为 0—4 V，当 u_{sr1} 由零变到 -4 V 时，方波刚好位于 4 V 电压上。试绘制输出电压波形，注明电压变化范围.

题 5-4 已知具有两个输入信号的反相加法运算放大器的 $R_{f1}=50\text{ k}\Omega$, $R_{f2}=100\text{ k}\Omega$, $R_F=111\text{ k}\Omega$，试求:

(1) 补偿电阻 $R_P=?$

(2) 运算关系式?

(3) 若 $U_{sr1}=-5\sqrt{2}\text{ V}$, $U_{sr2}=5\sqrt{2}\text{ V}$, $U_{sc}=?$

若 $U_{sr1}=0\text{ V}$, $U_{sr2}=-5\sqrt{2}\text{ V}$, $U_{sc}=?$

(4) 若 u_{sr1} 和 u_{sr2} 是同频($f=50\text{ Hz}$)同幅(幅值为 $5\sqrt{2}\text{ V}$)的交变电压，但 u_{sr1} 为负半波整流波形，u_{sr2} 为正弦波，且两者相位相反，求 u_{sc} 的波形、峰值和平均值?该平均值与 u_{sr2} 的有效值有何关系?

题 5-5 反相比例运算放大器的外部电路元件适当变更，可组成一系列有用的电路，试回答下列各电路中所提出的问题:

(1) 电阻-电压变换电路如图 5-20 所示，它是测量电阻的基本电路，R_X 为被测电阻，试求:

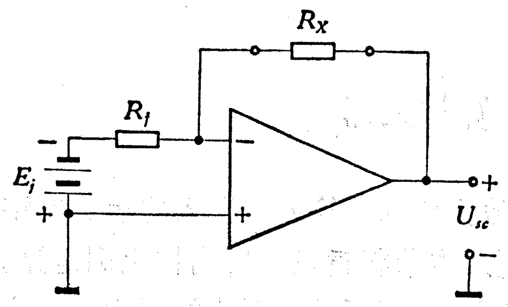


图 5-20 电阻-电压变换电路

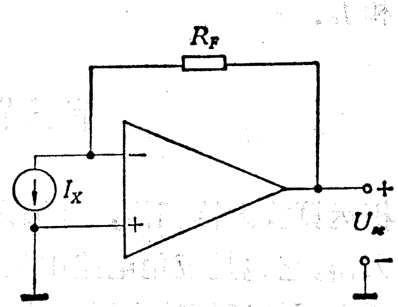


图 5-21 电流-电压变换电路

1) U_{sc} 与 R_X 之间的关系式?

2) 若 $E_i=6\text{ V}$, R_f 分别为 0.6 kΩ, 6 kΩ, 60 kΩ 和 600 kΩ, U_{sc} 都为 5 V，则各相应的被测电阻 R_X 为多少?

(2) 电流-电压变换电路如图 5-21 所示，它可用来测量电流，I_X 为被测电流. 试求:

1) U_{sc} 与 I_X 之间的关系式?

2) 若 $R_F=10\text{ k}\Omega$, $U_{scM}=\pm 10\text{ V}$，能测的最大电流是多少?

题 5-6 在图 5-7 中，若 $R_f=100\text{ k}\Omega$, $R_{F1}=R_{F2}=100\text{ k}\Omega$，为了使 $K_F=-50$, R_{F3} 应选多大?

题 5-7 在图 5-4 的反相比例运算放大器中，运算放大器的参数如表 5-3 所示，且 $R_f=10\text{ k}\Omega$, $R_F=100\text{ k}\Omega$，试求:

(1) K_F, r_{sr}, F 和 f_F 各为多少?

(2) 选用 R_P 值;

(3) 失调在输出端和输入端引入的误差电压;

(4) 当温度从 15℃ 变到 45℃ 时，失调及其温漂在输出端和输入端引入的误差电压？失调经调零事先补偿掉后，误差电压又是多少？若要求温漂误差电压不超过信号电压的 1%，最小信号电压为多少？

(5) 若只考虑开环增益的影响，求频率为零时的 K'_F, K_0F 和 δ？若$(dK_0/K_0)=\pm1\%$，求 K'_F 的变化范围？当 $U_{sr}=1\,V$ 时，$U_{sc}=$？

(6) 若还要考虑运算放大器输入电阻的影响，上问中各值又为多少？

(7) 若输入正弦信号频率分别为 1 kHz 和 10 kHz，求小信号时的幅度相对误差和相位误差；

(8) 若在大信号条件下工作，要求输出电压达额定值，求允许的输入信号的最大频率？若最大输出电压为三分之一的额定电压，允许的最大信号频率又为多少？

题 5-8 在题 5-4 中，若要考虑 K_0 的影响，求这时的直流闭环增益误差.

题 5-9 按表 5-3 参数，设计一个 $K_F=-100$ 的反相放大器，并算出所得电路的 r_{sr} 和 f_F.

题 5-10 对反相比例运算放大器的性能要求为：$r_{sr}\geqslant 10\,k\Omega$，$K'_F=-100(1\pm0.1\%)$，输入信号的最高频率为 1 kHz，试选电路结构，外部回路各电阻阻值和精度，放大器的 K_0 值和 f_c.

题 5-11 对加法器的要求为：$U_{sc}=-(U_{sr1}+10U_{sr2})$，直流增益误差小于 0.1%，最高工作频率为 1kHz，试选电路结构，外部回路各电阻阻值和精度，放大器的 K_0 值和 f_c.

第三节　同相运算放大器

与反相运算放大器相似，凡输入信号是从放大器同相输入端引入的运算电路都叫同相运算放大器，它也是应用电路中最基本的类型．本节将重点分析同相比例运算放大器、电压跟随器和同相运算放大器中的一些共同性问题，至于其他形式的同相运算放大器及其特殊问题将在今后的有关章节中介绍.

一、同相比例运算放大器

同相比例运算放大器是同相运算放大器的基本形态，图 5-22 是它的原理图，由于输入信号从同相侧加入，这就形成了它的一系列不同于反相放大器的特点．对于同相运算电路，除了闭环增益、输入电阻和闭环带宽等性能指标外，对它的共模抑制能力也十分关心．下面先讨论同相比例运算放大器的闭环增益、输入电阻以及它与反相比例运算放大器的差别.

1. 闭环增益

利用图 5-22(b) 的等效电路，考虑到“零子”的电压和电流都为零，不难列出

$$I_f=-\frac{U_{sr}}{R_f}$$

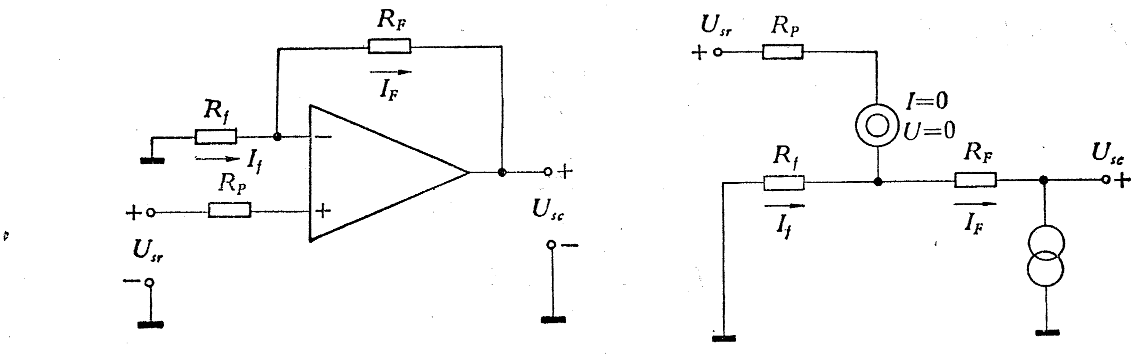
$$I_F=\frac{U_{sr}-U_{sc}}{R_F}$$

$$I_f = I_F$$

由上列方程组得

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = 1 + \frac{R_F}{R_f} \tag{5-68}$$

式中，K_F 叫做同相比例运算放大器的理想闭环增益，简称理想增益.



$$\left(R_P = \frac{R_f R_F}{R_f + R_F} = R_f /\!/ R_F\right)$$

(a) (b)

图 5-22 同相比例运算放大器

(a) 原理电路； (b) 等效电路.

由式(5-68)可以看出，像反相比例运算放大器一样，当运算放大器具有理想特性时，同相比例运算放大器的理想增益 K_F 也仅与外部电路的电阻 R_f 和 R_F 有关，而与放大器本身的参数无关，选用不同的电阻比值 R_F/R_f，就能得到大小不同的增益 K_F，因此增益的精度和稳定性都很高. 式(5-68)右边符号为正，表明输出电压与输入电压同相，故本电路叫做同相比例运算放大器. 此外，由于比值 R_F/R_f 为正，所以同相比例运算放大器的增益总是大于或等于一的，不会小于一.

像图 5-4 一样，图 5-22 中的电阻R_P用来保证外部电路平衡对称，以便补偿偏置电流及其漂移的影响，其值为 $R_P = (R_f /\!/ R_F)$.

2. 输入电阻

当运算放大器具有理想特性时，输入电阻无疑为无穷大，但当运算放大器特性不理想时，输入电阻就是一个有限值，这时可用图 5-23 所示的等效电路进行分析. 图中，r_d，r_c

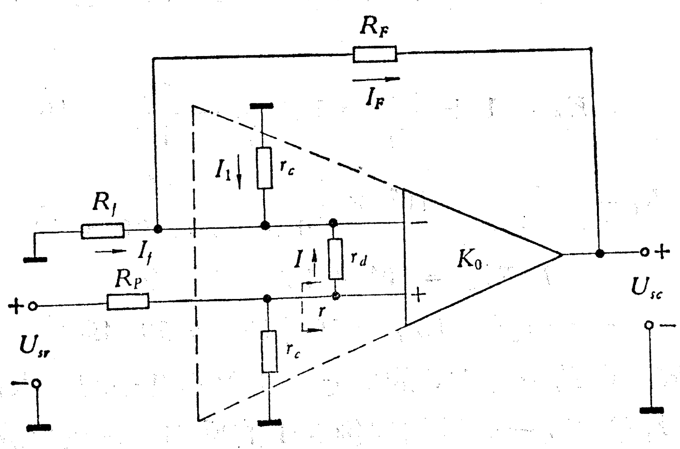


图 5-23 分析同相比例运算放大器输入电阻的等效电路

和 K_0 分别代表运算放大器的差动输入电阻、共模输入电阻和直流开环增益．假设同相端对地的等效电阻(不包括同相端的共模输入电阻 r_c)为 r，则不难看出，同相比例运算放大器的输入电阻可表示为

$$r_{sr} = R_P + (r_c /\!/ r)$$

所以，求得 r 就能得知 r_{sr}.

由图 5-23 不难列出

$$I_f = -\frac{U_-}{R_f}$$

$$I_1 = -\frac{U_-}{r_c}$$

$$I_F = \frac{U_- - U_{sc}}{R_F}$$

$$I = \frac{U_+ - U_-}{r_d}$$

$$U_{sc} = K_0(U_+ - U_-)$$

$$I_F = I_f + I_1 + I$$

由上列方程组，得

$$r = \frac{U_+}{I} = \left[1 + \frac{K_0(R_f /\!/ r_c)}{R_F + (R_f /\!/ r_c)}\right] r_d + (r_c /\!/ R_f /\!/ R_F)$$

通常有 $r_c \gg R_f$，$K_0 r_d \gg R_F$ 和 $K_0 F \gg 1$，故上式可近似为

$$r \approx K_0 F r_d$$

式中，F 为反馈系数，由式(5-56)决定．上式表明，从同相端对地视入的输入电阻(不包括同相端对地的共模输入电阻 r_c)为差模输入电阻 r_d 的 K_0F 倍，这正是应用电路采用深度负反馈的优越性．由此得

$$r_{sr} = R_P + (r_c /\!/ r) \approx R_P + (r_c /\!/ K_0 F r_d)$$

上式右边第一项与第二项相比甚小，常可略去不计，最后得

$$r_{sr} \approx r_c /\!/ K_0 F r_d \tag{5-69}$$

由式(5-69)可知，同相比例运算放大器的输入电阻很高，它差不多等于差动输入电阻 r_d 乘以回路增益 K_0F，再与共模输入电阻 r_c 并联．

例 5-14 在图 5-22 中，若 $R_f = 10\ \text{k}\Omega$，$R_F = 90\ \text{k}\Omega$，运算放大器参数如表 5-3 所示，则有

$$K_F = 1 + \frac{R_F}{R_f} = 1 + \frac{90 \times 10^3}{10 \times 10^3} = 10$$

$$K_0 F = K_0 \frac{R_f}{R_f + R_F} = 10^5 \times \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 90 \times 10^3} = 10^4$$

$$K_0 F r_d = 10^4 \times 10^6 = 10^{10}\ \Omega$$

$$r_{sr} \approx r_c /\!/ K_0 F r_d = 10^8 /\!/ 10^{10} \approx 99\ \text{M}\Omega$$

这样，若把内阻为 10 kΩ，电动势为 1 V 的信号源作为本电路的输入信号，则在输出端能得到约 10 V 的电压．若把这同一信号加到例 5-1 的反相比例运算放大器的输入端，虽然那里的 $K_F = -10$，但在输出端却得不到 −10 V 的电压，而是 −5 V 的电压，在数量上差

不多小了一半. 故同相运算放大器特别适用于信号源为高阻的情况,这是它的重要优点.

3. 同相与反相比例运算放大器比较

综上所述,同相比例运算放大器与反相比例运算放大器的主要差别是:

(1) 同相输入时,输出与输入同相;反相输入时,输出与输入反相.

(2) 同相输入时,闭环增益总是大于或等于一;反相输入时,闭环增益幅值可大于一,也可小于一.

(3) 同相输入时, 输入电阻很高, 它差不多等于放大器的差动输入电阻乘以回路增益,再与共模输入电阻并联,数量级都在10 MΩ 以上,可达100 MΩ 左右;反相输入时,输入电阻等于输入回路电阻,一般低于兆欧数量级.

(4) 同相输入时,放大器同相端和反相端电压都差不多等于输入电压,即加有共模电压,故输入电压不得超出放大器允许的共模输入电压范围; 反相输入时, 同相端与反相端电压都几乎为零,没有共模电压. 因此,同相工作的运算放大器应具有良好的共模抑制能力和较大的共模电压工作范围.

(5) 在运算放大器具有单极点的频率特性时, 对于相同的闭环增益幅值, 同相输入时,闭环带宽大,反相输入时, 闭环带宽小. 在同相输入时, 闭环增益K_F与反馈系数 F 的关系为

$$F = \frac{R_f}{R_f + R_F} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_F}{R_f}} = \frac{1}{K_F} \tag{5-70}$$

在反相输入时,闭环增益幅值与反馈系数的关系为

$$F = \frac{R_f}{R_f + R_F} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_F}{R_f}} = \frac{1}{1 + |K_F|} \tag{5-71}$$

可见, 在相同增益幅值下, 同相输入的反馈系数比反相输入时大, $|K_F|$ 愈小, 大得愈多. 另一方面, 不难证明, 同相比例运算放大器的闭环 -3 dB 带宽与反相比例运算放大器的闭环 -3 dB 带宽具有相同的数学表达式, 即都由式(5-59)表述, 为 $f_F = Ff_c$. 由于 f_c 相同, 在相同的$|K_F|$下, 同相输入的 F 又大于反相输入的 F,所以, 前者的闭环带宽自然大于后者的闭环带宽.

例 5-15 设若同相比例运算放大器和反相比例运算放大器的闭环增益幅值都为一,运算放大器的频率特性如表 5-3 所示,则同相比例运算放大器的反馈系数和闭环带宽为

$$F = \frac{1}{K_F} = 1$$

$$f_F = Ff_c = 1\ \text{MHz}$$

反相比例运算放大器的反馈系数和闭环带宽为

$$F = \frac{1}{1 + |K_F|} = \frac{1}{1 + 1} = 0.5$$

$$f_F = Ff_c = 0.5\ \text{MHz}$$

可见,同相比例运算放大器的闭环 -3 dB 带宽可一直延伸到运算放大器的 0 dB 带宽 f_c.

二、电压跟随器

同相比例运算放大器的重要优点是输入电阻高，输出电阻低. 因此，常把图 5-22 中的 R_f 取走，组成图 5-24 所示的电压跟随器，在应用电路中，将它置于需要隔离的两个电路之间，它的输入阻抗高，从前级电路索取的电流极少，它的输出阻抗低，可向后级电路提供一定的负载电流，从而起着良好的隔离作用. 图 5-24 中的两种形式的电压跟随器都有广泛应用，正如例 5-18 所述，图(a)电路在发生"堵塞"时，R_F 对电路有一定的限流保护作用，这是它的优点，但它比图(b)电路多用两只电阻，且定态误差较大.

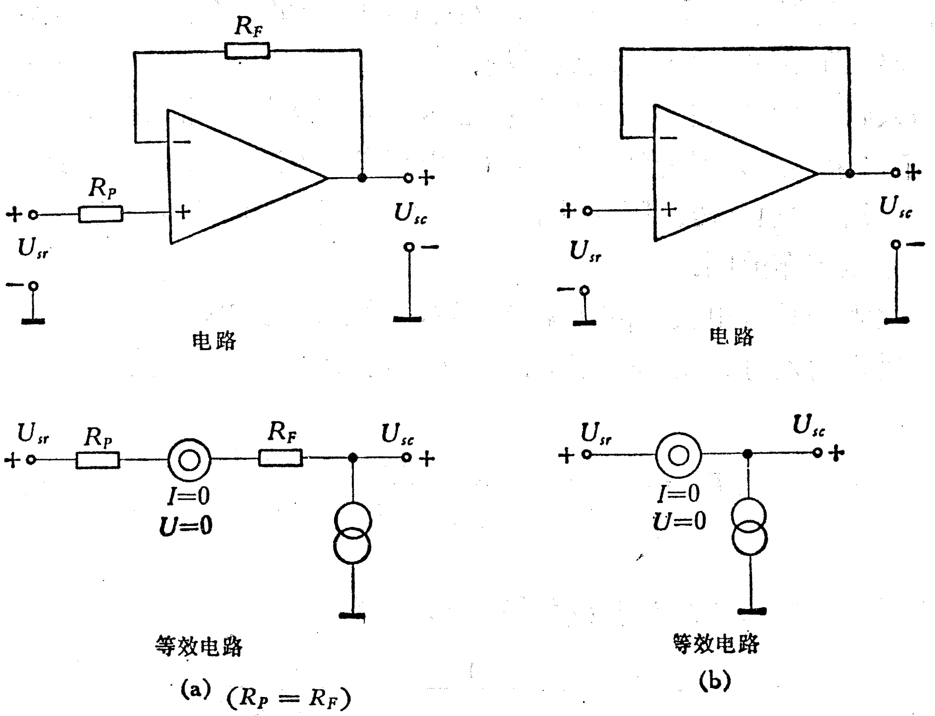


图 5-24 电压跟随器

根据图 5-24 所示的等效电路，对图中所示两种电压跟随器，都能得到

$$U_{sc} = U_{sr}$$

可见

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = 1 \tag{5-72}$$

这样，电压跟随器的理想闭环增益等于一，因此，有人又把它叫做单位增益隔离器.

仿照分析同相比例运算放大器输入电阻的原理，不难得到电压跟随器的输入电阻中的等效电阻 r 为

$$r = \frac{U_+}{I} = \left(1 + \frac{K_0 r_c}{R_F + r_c}\right) r_d + (R_F /\!/ r_c)$$

通常有 $r_c \gg R_F$，$K_0 r_d \gg R_F$ 和 $K_0 \gg 1$，故上式可近似为

$$r \approx K_0 r_d$$

这样，图 5-24(a) 电路的输入电阻可表述为

$$r_{sr} = R_p + (r_c /\!/ r) \approx R_p + (r_c /\!/ K_0 r_d)$$

上式右边第一项常比第二项小得多，可略去不计，最后得

$$r_{sr} \approx r_c /\!/ K_0 r_d \tag{5-73}$$

显然，式(5-73)对图 5-24(b) 也是正确的．可见，电压跟随器的输入电阻很高，它差不多等于放大器的差动输入电阻 r_d 乘以直流开环增益 K_0，再与共模输入电阻 r_c 并联，它一般也在 10 MΩ 以上，可达 100 MΩ 左右．

例 5-16 利用表 5-3 的运算放大器参数，由式(5-73)可得

$$r_{sr} \approx r_c /\!/ K_0 r_d = \frac{10^8 \times 10^5 \times 10^6}{10^8 + 10^5 \times 10^6} \approx 99.9\ \text{M}\Omega$$

可见，电压跟随器的输入电阻几乎等于运算放大器的共模输入电阻 r_c.

三、同相加法运算放大器

同相运算放大器也能实现加法运算，图 5-25 是三个输入信号的同相加法运算放大器，不难证明，这个电路的输出-输入关系为

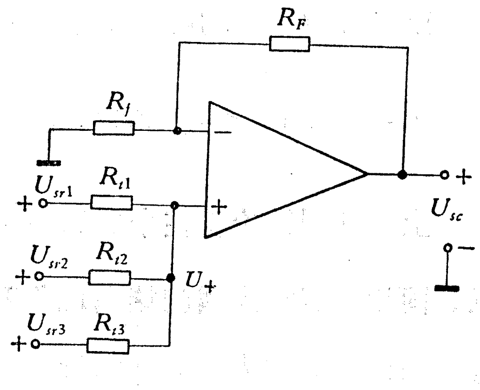
$$U_{sc} = K_F(R_{t1} /\!/ R_{t2} /\!/ R_{t3})\left(\frac{1}{R_{t1}} U_{sr1} + \frac{1}{R_{t2}} U_{sr2} + \frac{1}{R_{t3}} U_{sr3}\right) \tag{5-74}$$

式中，K_F 由式(5-68)决定.

在有些应用电路中，利用同相加法运算放大器，可节省一些组件，但对组成外部电路的平衡对称结构，它不如反相加法运算放大器方便，这是因为同相输入回路电阻既要符合式(5-74)的运算关系，也要满足下列偏置电流补偿要求

$$R_{t1} /\!/ R_{t2} /\!/ R_{t3} = R_f /\!/ R_F$$

使选用比较费时．此外，它的输入相加电压 U_+ 受到放大器共模输入电压允许范围的限制；而且信号源内阻也要小，否则影响运算精度.



$(R_{t1} /\!/ R_{t2} /\!/ R_{t3} = R_f /\!/ R_F)$

图 5-25　同相加法运算放大器

四、同相运算放大器

像反相运算放大器一样，在某些应用电路中，图 5-22 的外部回路元件不一定都是单纯的电阻，根据实际需要，它们可能是一个电抗元件，甚至是一个复杂的网络．但是，由于它们都具有相同的电路结构，所以必然有许多共同特点．从上述同相比例运算放大器和电压跟随器的分析过程，不难归纳出同相运算放大器下列的共同特点：

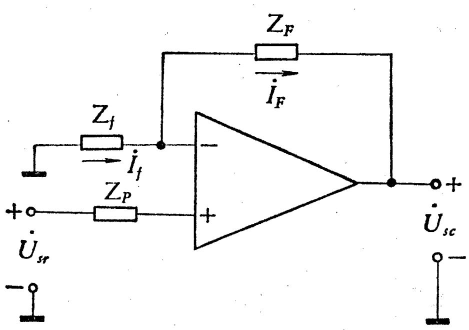


图 5-26　同相运算放大器

第一，各类同相运算放大器的闭环增益 K_F 和输入阻抗 Z_{sr} 的数学表达式具有相同的形式．如果用具有 Z_f, Z_F 和 Z_P 的阻抗元件分别代替图 5-22 中的 R_f, R_F 和 R_P，且在直流工作条件下，Z_P 保证应用电路的输入端与运算放大器的同相端之间具有直流通路，则同相运算放大器的通用电路形式可用图 5-26 表示.

根据同相比例运算放大器的闭环增益和输入电阻的推导方法，不难得到同相运算放大器的理想闭环增益和输入阻抗的一般表达式．闭环增益的频率特性形式是

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=1+\frac{Z_F}{Z_f} \tag{5-75}$$

闭环增益的传递函数形式是

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=1+\frac{Z_F(s)}{Z_f(s)} \tag{5-76}$$

输入阻抗为

$$Z_{sr}=Z_P+\left\{\left[1+K_0(j\omega)\frac{Z_f/\!/Z_c}{Z_F+(Z_f/\!/Z_c)}\right]Z_d+(Z_c/\!/Z_f/\!/Z_F)\right\}/\!/Z_c$$

若 $|Z_c|\gg|Z_f|$, $|K_0(j\omega)Z_d|\gg|Z_F|$, $|K_0(j\omega)F(j\omega)|\gg 1$,则上式可近似为

$$Z_{sr}\approx Z_P+[K_0(j\omega)F(j\omega)Z_d/\!/Z_c]$$

当上式右边第一项比第二项小得多时,有

$$Z_{sr}\approx K_0(j\omega)F(j\omega)Z_d/\!/Z_c \tag{5-77}$$

式中, $F(j\omega)$ 是同相运算放大器的反馈系数,由式(5-46)决定.

不难看出,同相比例运算放大器和电压跟随器的闭环增益和输入电阻的表达式是式(5-75)至(5-77)的特例.

第二,流经 Z_f 的电流 $\dot{I}_f$ 将全部流经反馈回路阻抗 Z_F,即

$$\dot{I}_f=\dot{I}_F \tag{5-78}$$

第三,反相端和同相端电压相等,且总等于共模电压 $\dot{U}_c$

$$\dot{U}_+=\dot{U}_-=\dot{U}_c \tag{5-79}$$

上述共同结论将在今后的同相运算放大器应用电路中直接引用.

五、同相运算放大器的堵塞现象及其预防 latch-up

同相运算放大器的共同特点之一是放大器的同相端和反相端加有共模电压 U_c,一旦

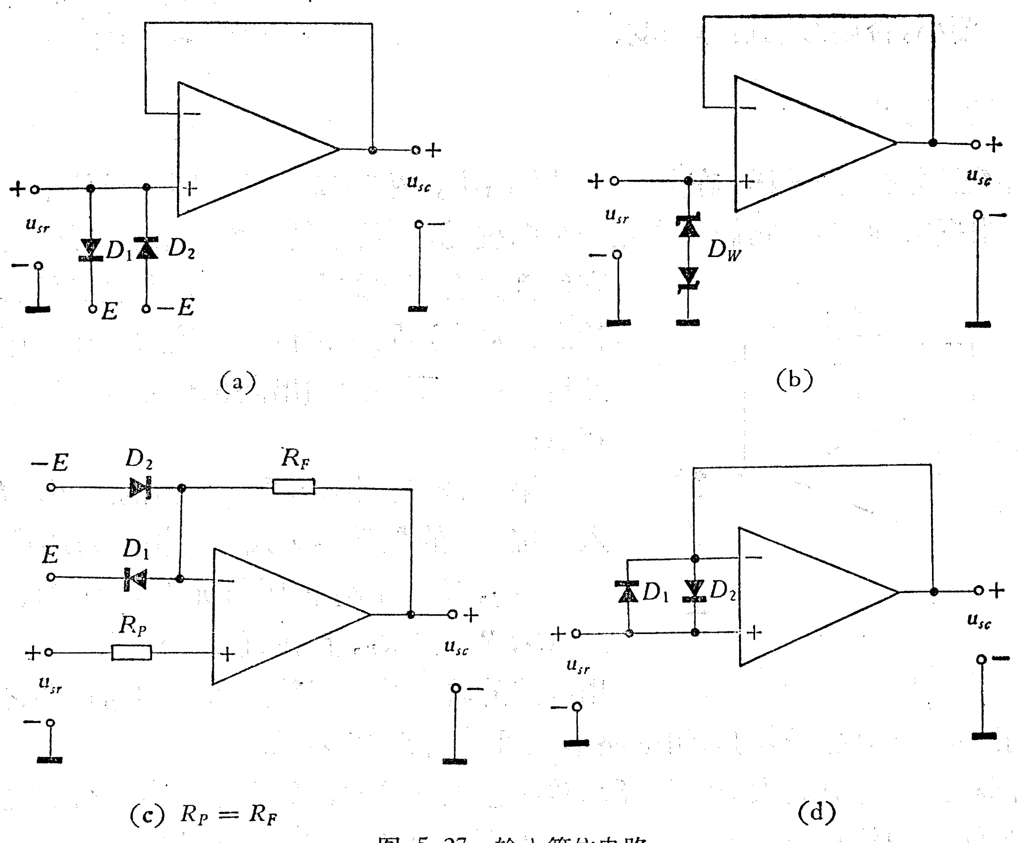


图 5-27 输入箝位电路

这个共模电压超过放大器所允许的共模输入电压范围，例如，反相端信号过大，则会导至输入级晶体管饱和，反相端信号直接送到运算放大器的第二级，使反相端的输入性质改变，成了同相输入，负反馈变成了正反馈，输出信号通过反馈回路使输入级晶体管进一步饱和，这时，即使将输入信号撤除，该状态也不会立即恢复正常，这种现象叫做堵塞.

当发生堵塞现象时，若反馈回路电阻 R_F 又不够大，反馈回路的电流就有可能将输入级晶体管烧毁，甚至危害第二级晶体管. 为了避免发生堵塞现象，除了选用共模输入电压范围大的运算放大器外，还可在放大器的输入端加箝位电路，确保输入端共模电压不超出放大器所允许的范围.

图 5-27 列出了一些可供选用的输入箝位电路. 这些箝位电路中的二极管和稳压管的漏电流都应十分小，并应避免光照. 图 5-27 的(a)，(b)和(c)的箝位电路适用于低频工作条件，图(b)的稳压管电容更大一些，所以工作频率应更低一些. 图 5-27(d) 的电路适用于大信号脉冲工作状态，当输入脉冲前沿陡度超过放大器的上升速率 SR 时，电路直接通过二极管实现输入箝位.

在小信号的反相运算放大器中，特别是在积分运算放大器这一类具有电容元件的电路中，也会发生堵塞现象，其处理方法，与同相运算放大器类同.

六、同相运算放大器的运算误差

与反相运算放大器不同，同相运算放大器的同相端和反相端的电压不是零，加有共模电压，因此，产生运算误差的原因，除了反相运算放大器中已经考虑过的那些参数外，共模抑制比 CMRR 有限也是一个重要因素.

1. 共模抑制比、失调及其漂移的影响

(1) 共模抑制比的影响

在双端输入的放大器中，两个输入端的信号极性可同时为正，同时为负，或一正一负但数值不等. 这时，输入端就会出现共模信号电压 U_c，它是两个输入端的电压的平均值

$$U_c = \frac{1}{2}(U_+ + U_-) \tag{5-80}$$

理论上，运算放大器只放大差动输入信号($U_+ - U_-$)，实际上，由于电路不完全平衡对称，共模电压 U_c 在输出端也会引起一个输出电压 U_{scc}，这时的共模增益 K_c 为

$$K_c = \frac{U_{scc}}{U_c}$$

据定义，共模抑制比 CMRR 是放大器开环差动增益 K_0 与共模增益 K_c 之比

$$\mathrm{CMRR} = \frac{K_0}{K_c}$$

共模输出电压 U_{scc} 折合到放大器输入端的共模误差电压 U_c' 为

$$U_c' = \frac{U_{scc}}{K_0}$$

由上列各式可得

$$U_c' = \frac{U_c}{\mathrm{CMRR}}$$

可见，折合到放大器输入端的共模误差电压 U_c' 等于输入端共模电压 U_c 与共模抑制比 CMRR 之比．当 CMRR 不等于无穷大时，它将在输入端引入误差电压（U_c/CMRR），这个误差电压将和差动输入信号一起被放大，产生运算误差．

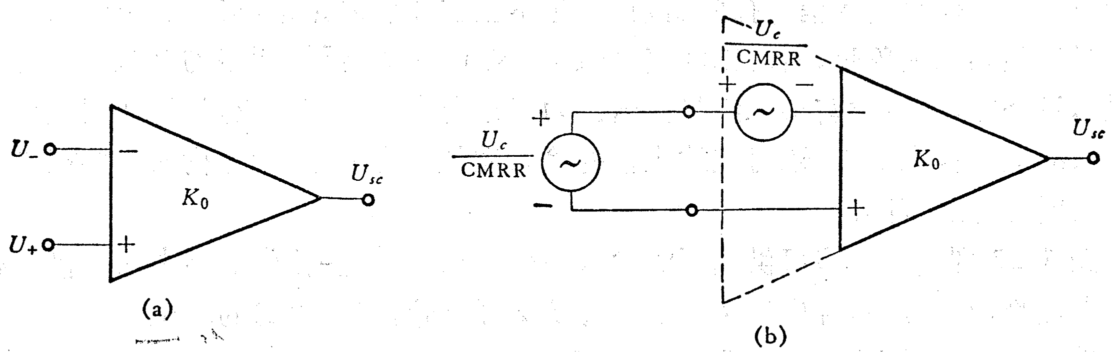


图 5-28 只考虑共模误差电压 U_c/CMRR 影响的仿真说明

(a) 共模电压定义 $U_c=\frac{1}{2}(U_++U_-)$； (b) 等效电路．

像处理失调电压一样，共模误差电压也可用等效电路仿真，图 5-28(b) 是这种仿真方法的说明．当存在 CMRR 与共模信号 U_c 时，根据前面的分析，把一个数值上等于（U_c/CMRR）的电压源加到实际放大器的输入端，能使输出端的共模误差电压为零．如果像图 5-28(b) 那样，将同一信号加到它的等效电路上，也能获得同样的效果．可见，共模误差电压的影响可以用一个数值上等于（U_c/CMRR）的电压源和一个开环增益为 K_0 但共模抑制比为无穷大的运算放大器来分析．

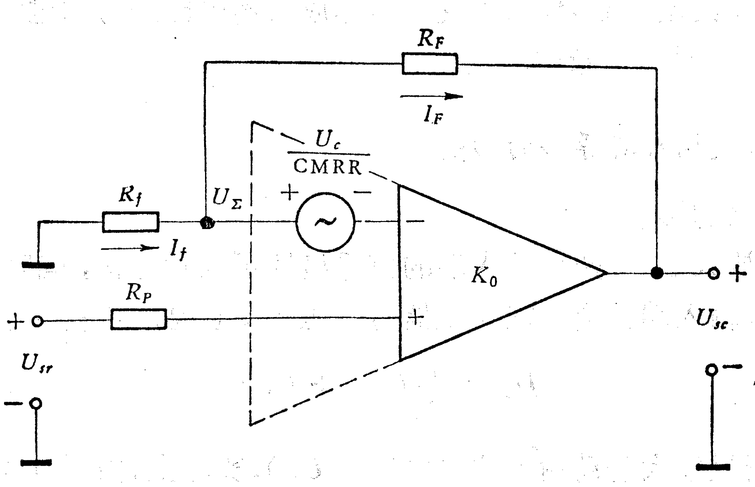


图 5-29 共模抑制比和直流开环增益的影响

根据上述可知，共模误差电压对同相运算放大器的影响可用图 5-29 进行分析．由图不难列出

$$U_+=U_{sr}$$

$$U_{sc}=K_0(U_+-U_-)$$

$$U_\Sigma=\frac{U_c}{\text{CMRR}}+U_-$$

$$I_f=-\frac{U_\Sigma}{R_f}$$

$$I_F=\frac{U_\Sigma-U_{sc}}{R_F}$$

$$I_f = I_F$$

将上列方程组与式(5-80)联立求解，得

$$K'_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = K_F \left(\frac{1 + \frac{1}{\text{CMRR}}}{1 + \frac{1}{K_0 F}} \right) \tag{5-81}$$

式中，K_F 和 F 分别为同相比例运算放大器的理想闭环增益和反馈系数，它们分别由式(5-68)和式(5-70)决定. 像反相运算放大器一样，K_0F 叫做同相运算放大器的回路增益. 由式(5-81)可以看出，为了提高运算精度，除了加大回路增益外，还必须注意选用共模抑制比大的运算放大器. 当 $K_0F \gg 1$ 时，式(5-81)可简化为

$$K'_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} \approx K_F \left(1 + \frac{1}{\text{CMRR}}\right) \tag{5-82}$$

不难看出，CMRR 在输出端引起的误差电压是

$$U'_{scc} \approx \frac{K_F}{\text{CMRR}} U_{sr} \tag{5-83}$$

折合到应用电路输入端的误差电压是

$$U'_{sr} \approx \frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} \tag{5-84}$$

必须指出，式(5-81)至(5-83)是在输入电压和共模电压相等的条件下导出的，当两者不等时，必须先求出 U_{sr} 与 U_c 之间的关系，再经适当置换才能使用. 例如，假设 U_{sr} 与 U_c 之间有下列关系

$$U_c = aU_{sr}$$

这时，式(5-81)至(5-83)中的 K_F 都应乘以 a 后，才正确.

例 5-17 已知 CMRR = 80 dB，$U_{sr} = 1\text{ V}$，则折合到输入端的误差电压为

$$U'_{sr} \approx \frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} = \frac{1}{10^4} = 0.1\text{ mV}$$

若 $U_{sr} = 10\text{ V}$，则

$$U'_{sr} \approx 1\text{ mV}$$

可见，共模误差电压随输入电压大小而变化.

(2) 共模抑制比、失调及其漂移的影响

运算放大器的失调及其漂移对同相运算放大器的影响，完全可以仿照反相运算放大器的运算误差分析方法进行，演算过程不再重复，仅将它们的影响和共模抑制比的影响加在一起，列于下面：

当运算放大器具有失调和漂移，以及共模抑制比有限时，同相运算放大器的输出电压 U_{sc} 可表示为

$$U_{sc} = K_F U_{sr} + U'_{sc} \tag{5-85}$$

式中，U'_{sc} 为输出端的误差电压，它等于

$$U'_{sc} \approx K_F \left\{ \frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} + U'_{os} + [(R_f /\!/ R_F) - R_P] I'_b + \frac{1}{2} [(R_f /\!/ R_F) + R_P] I'_{os} \right\}$$

为了减小输入平均偏置电流及其漂移 I'_b 的影响，通常应使补偿电阻 R_P 的值满足

$$(R_f /\!/ R_F) - R_P = 0$$

或

$$R_P = R_f /\!/ R_F$$

这是与式(5-33)相对应的．这样，U'_{sc} 可简化为

$$U'_{sc} \approx K_F\left(\frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} + U'_{os} + R_P I'_{os}\right) \tag{5-86}$$

折合到输入端的误差电压是

$$U'_{sr} \approx \frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} + U'_{os} + R_P I'_{os} \tag{5-87}$$

只考虑温度漂移和共模抑制比的影响时，上式变为

$$U'_{sr} \approx \frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} + \Delta T\left(\frac{dU_{os}}{dT} + R_P\frac{dI_{os}}{dT}\right) \tag{5-88}$$

可见，折合到输入端的误差电压与闭环增益无关，且在满足闭环增益的要求下，若能将 R_f 和 R_F 中的任意一只电阻阻值选小，对减小失调电流及其漂移的影响是有益的．

例 5-18 若失调及其漂移参数与例 5-4 和 例 5-5 相同，CMRR = 80 dB，$R_P = 1\ \text{k}\Omega$，$U_{sr} = 1\ \text{V}$，$\Delta T = 30℃$，则对此同相比例运算放大器可求出

$$\frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} \approx 0.1\ \text{mV} \quad \Delta T\frac{dU_{os}}{dT} = 0.3\ \text{mV} \quad \Delta T R_P\frac{dI_{os}}{dT} = 3\ \text{mV}$$

所以在上列的参数条件下，当 R_P 在 1 kΩ 以上时，失调电流漂移产生的误差在输入误差电压中所占比重居于首位．

若利用上述参数组成电压跟随器，并取 $R_P = 0$，$U_{sr} = 10\ \text{V}$，其他条件不变，则有

$$\frac{U_{sr}}{\text{CMRR}} \approx 1\ \text{mV} \quad \Delta T\frac{dU_{os}}{dT} = 0.3\ \text{mV} \quad \Delta T R_P\frac{dI_{os}}{dT} = 0$$

上列计算值表明，在电压跟随器中，共模抑制比的影响将加强，此外，同相端到信号源之间不接电阻对减小定态误差是有利的，不过，当 $R_P = 0$，要求 $R_F = 0$，在发生堵塞现象时，反馈回路中电流较大，不利于输入级的保护，这在使用中应注意．

2. 闭环增益误差

运算放大器的参数——开环增益、输入阻抗和输出阻抗对同相运算放大器的闭环增益的影响，可仿照反相运算放大器的分析方法进行．它的实际闭环增益的表达式仍具有一般表达式(5-45)的形式，其中的 $K_F(j\omega)$ 由式(5-75)决定．

当只考虑运算放大器的开环增益 $K_0(j\omega)$ 的影响时，回路增益为 $K_0(j\omega)F(j\omega)$．当考虑 $K_0(j\omega)$和差动输入阻抗 Z_d、共模输入阻抗 Z_c 的影响时，回路增益为 $K_0(j\omega)F'(j\omega)$，在$|Z_c| \gg |Z_f|$，$|Z_c| \gg |Z_F|$和$|Z_c| \gg |Z_P|$的条件下，等效反馈系数 $F'(j\omega)$ 为

$$F'(j\omega) \approx \frac{F(j\omega)}{1 + \frac{1}{Z_d}[Z_P + (Z_f /\!/ Z_F)] + \frac{Z_P}{Z_c}}$$

当考虑 $K_0(j\omega)$、输出阻抗 Z_{sc0} 和负载阻抗 Z_{fz} 的影响时，回路增益为 $K'_0(j\omega)F(j\omega)$，而等效开环增益等于

$$K'_0(j\omega) = \frac{K_0(j\omega)}{1 + \frac{Z_{sc0}}{Z_{fz} /\!/ (Z_f + Z_F)}}$$

当同时考虑 $K_0(j\omega)$, Z_d, Z_c, Z_{sc0} 和 Z_{fz} 的影响时,回路增益约等于 $K_0'(j\omega)F'(j\omega)$.

3. 总关系式

综上所述,同相运算放大器的总运算关系式同样具有式(5-55)的形式. 运算放大器的 CMRR、失调及其漂移决定了输入误差电压的大小,它们产生定态误差. 运算放大器的开环增益、输入阻抗和输出阻抗决定了闭环增益精度,它们既引起定态误差,也带来动态误差. 式(5-86)和式(5-88)指明了减小输入误差电压的途径,即除了选用 CMRR 大、失调及其漂移小的运算放大器外,还应按式(5-33)选用外部回路参数,并尽可能选用小的 R_P,这就意味着需将 R_f 和 R_F 中的任意一只电阻阻值尽可能选小. 像反相运算放大器一样,提高闭环增益精度的主要途径仍然是设法加大回路增益,其中特别要重视放大器开环增益的选用.

从上述分析中不难看出,同相比例运算放大器和电压跟随器的参数选择原则,除了 CMRR 一项外,其他各项与反相比例运算放大器基本相同,与式(5-57)对应的最佳 R_F 值为

$$R_{Fz} = \sqrt{\frac{(K_F - 1)r_d r_{sc0}}{2}} \tag{5-89}$$

由上式求出的值与输入电阻无矛盾,故选用方便.

习　题

题 5-12 按下列各运算关系式设计运算电路:

(1) $U_{sc} = 5\,U_{sr}$

(2) $U_{sc} = 0.5\,U_{sr}$

(3) $U_{sc} = 3U_{sr1} + 2U_{sr2} + U_{sr3}$

(4) $U_{sc} = 2U_{sr1} - U_{sr2}$

题 5-13 推导关系式(5-74).

题 5-14 同相比例运算放大器和电压跟随器的外部电路元件适当变更,可组成一些有用的简单电路,试回答下列各电路中所提出的问题:

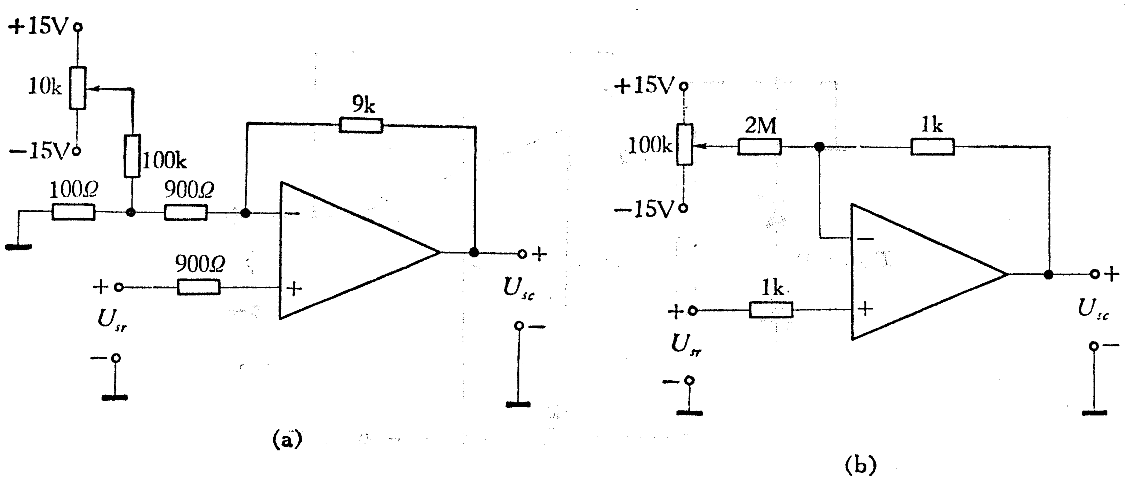
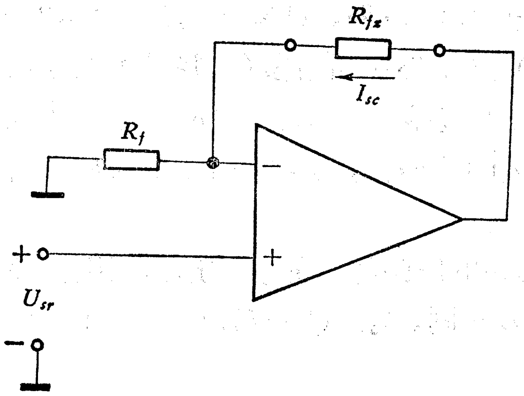


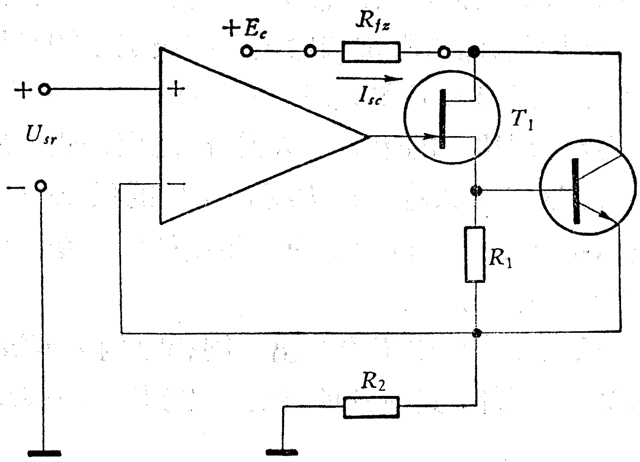
图 5-30 同相放大器的通用调零电路

(1) 同相放大器的通用调零电路如图 5-30 所示，按电路所示参数值，求它们的闭环增益和调零范围.

(2) 压控电流源电路(又叫做电压-电流变换器)如图 5-31 所示，试分析它们的工作原理，推导输出电流 I_{sc} 与输入电压 U_{sr} 之间的关系，分析应用时有何限制条件.



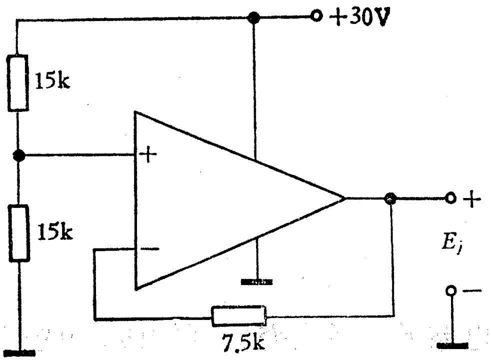
(a)



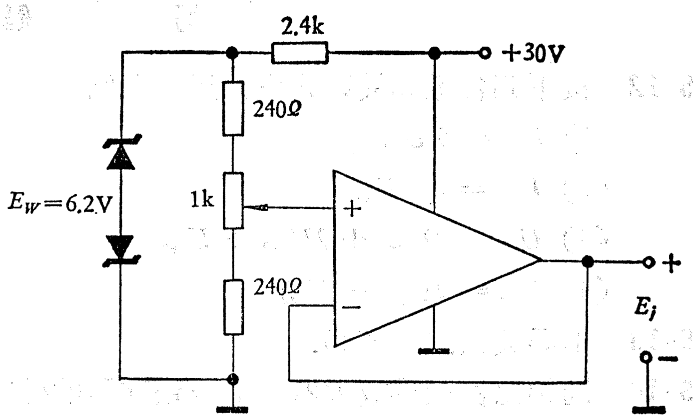
(b)

图 5-31　电压-电流变换器

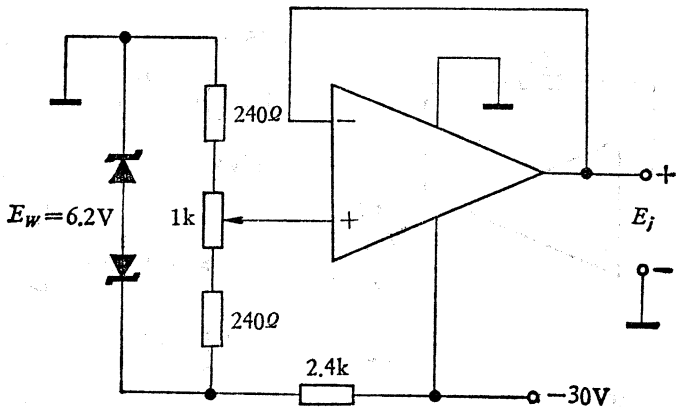
(3) 电压基准电路(又叫做电压-电压变换器)如图 5-32 所示. 试分析它们的工作原理，推导它们的基准电压E_j的表达式，计算电压调节范围.



(a)



(b)



(c)

图 5-32　电压基准电路

(4) 交流耦合放大器如图 5-33 所示．试分析电路的工作原理，计算输入电阻和电压增益，估算电路的静态工作点．

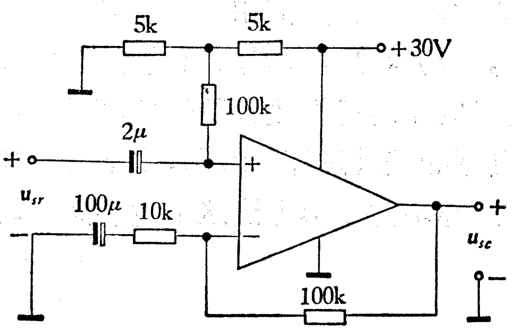


图 5-33　交流耦合放大器

题 5-15　在图 5-22 的同相比例运算放大器中，已知 $R_f = 10\ \text{k}\Omega$，$R_F = 90\ \text{k}\Omega$，运算放大器的性能参数如表 5-3 所示，试求：

(1) 选用 R_P 值；

(2) K_F，F，r_{sr} 和 f_F 各为多少？

(3) 失调在输出端和输入端引入的误差电压；

(4) 当温度变化 30℃，失调及其温漂在输出端和输入端引入的误差电压，失调经调零事先补偿掉后，误差电压又是多少？若要使温漂电压不超过信号电压的 1%，最小信号电压为多少？

(5) 共模抑制比 CMRR 带来的误差电压占输入电压的百分之几？

(6) 若只考虑开环增益的影响，求频率为零时的 K_F'，K_0F 和 δ？若 $(dK_0/K_0) = \pm 1\%$，求 K_F' 的变化范围，当 $U_{sr} = 1\ \text{V}$ 时，$U_{sc} = ?$

(7) 若还要考虑运算放大器输入电阻的影响，上问中各值又为多少？

(8) 若 $u_{sr} = 0.5\sqrt{2}\sin 100\pi t$，$u_{sc} = ?$ $U_{cM} = ?$

(9) 正弦输入信号的频率为 1 kHz，幅值分别为 0.5 V 和 5 V 时的近似响应特性；

(10) 求闭环增益-带宽积 $K_F\omega_F$，并证明

$$K_0\omega_0 = K_F\omega_F \tag{5-90}$$

题 5-16　在图 5-24(a) 的电压跟随器中，若 $R_F = 10\ \text{k}\Omega$，运算放大器参数同表 5-3，试求：

(1) 选用 R_P；

(2) r_{sr} 和 f_F 各为多少？

(3) 若 $u_{sr} = 5\sqrt{2}\sin 100\pi t$，$u_{sc} = ?$ 最大共模电压多大？

(4) 若仅考虑 K_0 和 CMRR 的影响，试证明

$$K_F' = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{1 + \dfrac{1}{\text{CMRR}}}{1 + \dfrac{1}{K_0}} \approx 1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \tag{5-91}$$

(5) 输入阶跃电压为 10 V 时的近似响应特性．

第四节　差动运算放大器

差动运算放大器用来放大差动信号，抑制共模信号，或作减法运算，为了满足测量电路，特别是遥测系统的需要，差动运算放大器应当具有较高的输入阻抗和共模抑制比．为了适应这一要求，已有专用集成差动运算放大器(又叫数据放大器)问世，但用通用型集成运算放大器也能组成性能良好的差动运算放大器，本节仅涉及后一种电路，重点分析它的输入阻抗和共模抑制比，对闭环增益调节方法这个重要问题，也进行了一定的讨论．

一、基本差动运算放大器

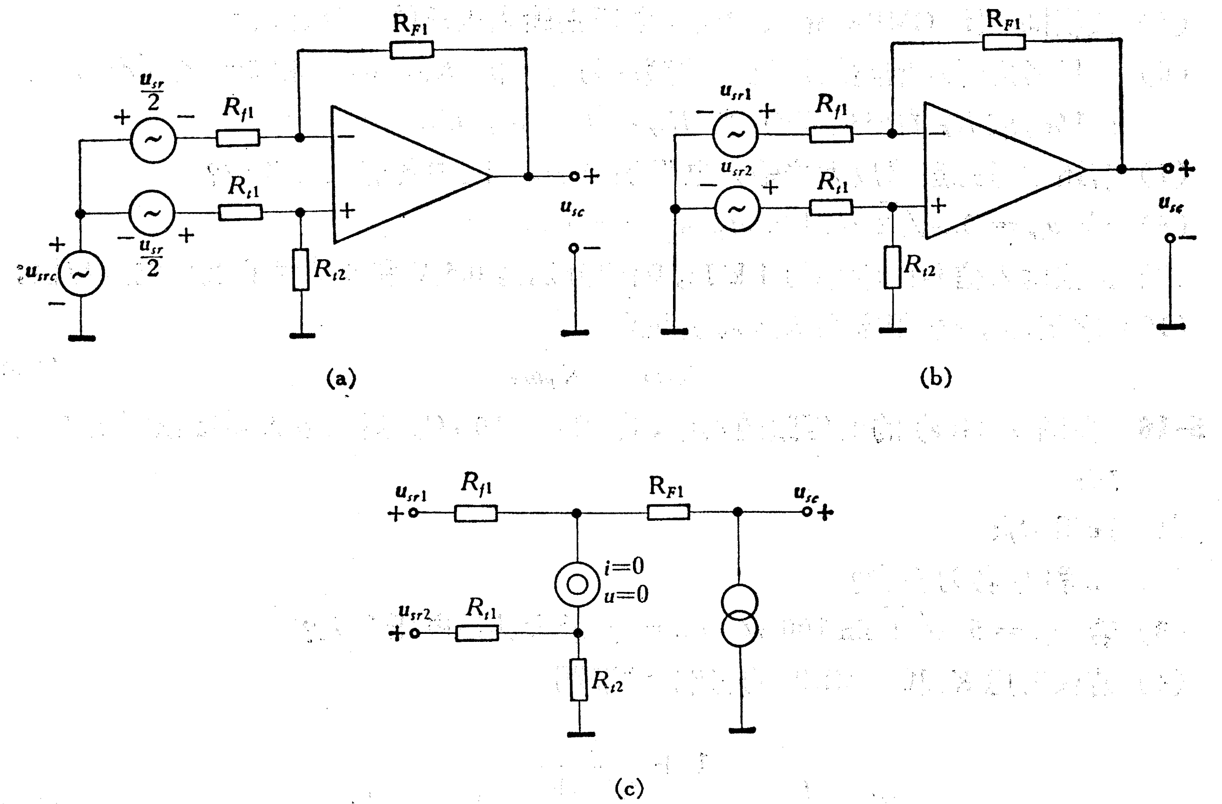
1．工作原理

基本差动运算放大器由一只通用型集成运算放大器和四只匹配电阻组成，图5-34(a)是它的原理图．实际应用中，在它的输入端除了差动输入电压 U_{sr} 外，还有共模输入电压 U_{src}，而且后者往往大于前者，因此，应用电路的共模抑制能力应当很强．

为了简化分析，对图5-34(a)的电路，采用下述变换．令

$$\begin{cases} U_{sr1}=U_{src}-\dfrac{U_{sr}}{2} \\ U_{sr2}=U_{src}+\dfrac{U_{sr}}{2} \end{cases} \tag{5-92}$$

于是有



(匹配条件：$R_{f1}=R_{t1}=R_f$，$R_{F1}=R_{t2}=R_F$)

图 5-34　基本差动运算放大器

(a) 原理电路；(b) 信号源的变换；(c) 等效电路．

$$\begin{cases} U_{sr} = U_{sr2} - U_{sr1} \\ U_{src} = \dfrac{1}{2}(U_{sr1} + U_{sr2}) \end{cases} \tag{5-93}$$

这样，输入端的星形联接的三个信号源可用两个信号源来等效，如图 5-34(b) 所示，当运算放大器具有理想特性时，进而可用图 5-34(c) 来等效图 5-34(a)。

利用图 5-34(c) 的等效电路，能简便地得到基本差动运算放大器的理想闭环增益，考虑到零子的性质，显然 R_{f1} 和 R_{F1} 中的电流相等

$$\frac{U_{sr1} - \dfrac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}U_{sr2}}{R_{f1}} = \frac{\dfrac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}U_{sr2} - U_{sc}}{R_{F1}}$$

整理后，得

$$U_{sc} = \left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}U_{sr2} - \frac{R_{F1}}{R_{f1}}U_{sr1}$$

将式(5-92)代入上式，得

$$U_{sc} = \left[\left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}} - \frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right]U_{src} + \left[\left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}} + \frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right]\frac{U_{sr}}{2} \tag{5-94}$$

由上式可以看出，若适当选择外部回路参数，使电路的共模增益为零，即

$$\left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}} - \frac{R_{F1}}{R_{f1}} = 0$$

则共模电压 U_{src} 的影响就能完全克服． 此外，为了补偿放大器输入平均偏置电流及其漂移的影响，外部回路还应满足平衡对称要求，即应使

$$R_{f1} /\!/ R_{F1} = R_{t1} /\!/ R_{t2}$$

将上述两项要求结合起来，最后可得基本差动运算放大器的外部回路电阻匹配条件为

$$\begin{cases} R_{t1} = R_{f1} = R_f \\ R_{t2} = R_{F1} = R_F \end{cases} \tag{5-95}$$

在满足上述匹配条件下，由式(5-94)可得理想闭环增益为

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{U_{sc}}{U_{sr2} - U_{sr1}} = \frac{R_F}{R_f} \tag{5-96}$$

当式(5-95)不满足时，电路出现共模增益

$$K_{Fc1} = \frac{U_{scc}}{U_{src}} = \frac{U_{scc}}{\frac{1}{2}(U_{sr2} + U_{sr1})} = \left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}} - \frac{R_{F1}}{R_{f1}} \tag{5-97}$$

式(5-96)和式(5-97)表明，在运算放大器具有理想特性，外部回路满足匹配条件式(5-95)时，基本差动运算放大器只对差动输入信号实现运算，不反映共模输入信号，且理想闭环增益仅由外部回路电阻之比决定，而与放大器本身的参数无关，选用不同的电阻比值 R_F/R_f，就能得到不同的闭环增益 K_F． 实质上，这个结论是完全平衡对称的、具有理想特性的应用电路的必然结果．

从实际应用来看，基本差动运算放大器的主要优点是简单，但缺点很多，例如，输入阻抗较低，共模抑制能力差，以及增益调节不便等．

2. 输入电阻

在符合匹配条件式(5-95)的基本差动运算放大器中，加入差动电压 U_{sr}，利用等效电路法，求出差动输入电流 I_{sr}，可得这个电路的差动输入电阻为

$$r_{srd}=\frac{U_{sr}}{I_{sr}}=2R_f \tag{5-98}$$

同样，加入共模输入电压 U_{src}，求出共模输入电流 I_{src}，可得共模输入电阻为

$$r_{src}=\frac{U_{src}}{I_{src}}=\frac{1}{2}\left[R_f+(R_F/\!/r_c)\right]$$

式中，r_c 为运算放大器本身的共模输入电阻，因为常有 $r_c\gg R_F$，上式可近似为

$$r_{src}=\frac{U_{src}}{I_{src}}\approx\frac{1}{2}(R_f+R_F) \tag{5-99}$$

可见，欲得较高的输入电阻，必须加大电阻 R_f. R_f 加大后，失调电流及其漂移的影响将加强. 若由具有场效应管输入级的运算放大器来组成差动运算电路，由于它的失调电流及其漂移较小，虽然允许采用较高的 R_f 值，但会加大输出噪声，收效甚微. 此外，差动放大器的增益一般较高，以便在小的差动输入电压作用下，放大器的输出电压也能达到额定工作电压. 若 $K_F=100$，希望输入电阻为 1 MΩ，即 $R_f=500$ kΩ，则 R_F 应选为 50 MΩ，可见，R_f 加大后，还不可避免的会遇到高阻问题. 这不仅使阻值的精度和稳定性无法保证，且微小的寄生电容加上高阻值电阻，还会大大减小带宽. 最后还必须指出，当差动放大器作为信号变送器的前置放大器使用时，为了和变送器匹配，它的输入电阻就不能随意选择，必须按匹配要求选用 R_f 值. 总之，R_f 的加大是有限定的，因此，输入电阻不高是基本差动运算放大器的主要缺点之一.

例 5-19 已知基本差动运算放大器的闭环增益 $K_F=100$，电阻最大阻值限定为 1 MΩ，故选用

$$R_F=1\ \text{M}\Omega\quad R_f=10\ \text{k}\Omega$$

这样，差动输入电阻 r_{srd} 和共模输入电阻 r_{src} 分别为

$$r_{srd}=2R_f=20\ \text{k}\Omega$$

$$r_{src}\approx\frac{1}{2}(R_f+R_F)=505\ \text{k}\Omega$$

可见，基本差动运算放大器的差动输入电阻一般限定在 100 kΩ 以内.

3. 共模抑制

基本差动运算放大器的实际共模抑制能力取决于两个因素，一个是关系式(5-95)的匹配精度，另一个是运算放大器本身的实际共模抑制比的大小.

式(5-95)的匹配精度由各电阻的公差决定. 当电阻失配时，应用电路的闭环共模增益 K_{Fc1} [参见式(5-97)]不等于零，从而使共模抑制比不等于无穷大. 设各电阻的匹配公差分别为

$$R_{f1}=R_f(1\pm\delta_{f1})$$
$$R_{F1}=R_F(1\pm\delta_{F1})$$

$$R_{t1}=R_f(1\pm\delta_{t1})$$
$$R_{t2}=R_F(1\pm\delta_{t2})$$

将上列各式代入式(5-97),整理后,得

$$K_{Fc1}=\frac{\pm\delta_{f1}\mp\delta_{F1}\mp\delta_{t1}\pm\delta_{t2}\pm\delta_{f1}\delta_{t2}\mp\delta_{t1}\delta_{F1}}{(1\pm\delta_{f1})(1\pm\delta_{t2})+\frac{R_f}{R_F}(1\pm\delta_{t1})(1\pm\delta_{f1})}$$

由于各项公差 δ_{f1}, δ_{F1}, δ_{t1} 和 δ_{t2} 通常均远小于一,所以上式可近似为

$$K_{Fc1}\approx\frac{\pm\delta_{f1}\mp\delta_{F1}\mp\delta_{t1}\pm\delta_{t2}}{1+\frac{R_f}{R_F}}$$

在各项公差的最坏组合条件下,可得

$$K_{Fc1}\approx\frac{\delta_{f1}+\delta_{F1}+\delta_{t1}+\delta_{t2}}{1+\frac{R_f}{R_F}}=\frac{\delta_{f1}+\delta_{F1}+\delta_{t1}+\delta_{t2}}{1+\frac{1}{K_F}}\tag{5-100}$$

若各项公差相等,即

$$\delta_{f1}=\delta_{F1}=\delta_{t1}=\delta_{t2}=\delta$$

最后得

$$K_{Fc1}\approx\frac{4\delta}{1+\frac{R_f}{R_F}}=\frac{4\delta}{1+\frac{1}{K_F}}\tag{5-101}$$

这样,由外部电阻失配限定的应用电路的共模抑制比为

$$\mathrm{CMRR}_R=\frac{K_F}{K_{Fc1}}\approx\frac{1+K_F}{\delta_{f1}+\delta_{F1}+\delta_{t1}+\delta_{t2}}\tag{5-102}$$

或者

$$\mathrm{CMRR}_R\approx\frac{1+K_F}{4\delta}\tag{5-103}$$

式(5-102)和式(5-103)表明,若电阻匹配公差愈大、闭环增益愈小,则应用电路因电阻失配限定的共模抑制比愈小,电路的共模抑制能力就愈差.

例 5-20 已知 $\delta=\pm0.1\%$, $U_{sr}=100\mathrm{mV}$, $U_{src}=10\,\mathrm{V}$, 当 $K_F=100$ 时,有

$$\mathrm{CMRR}_R\approx\frac{1+K_F}{4\delta}=\frac{1+100}{4\times0.1\%}=25250$$

按分贝表示时

$$\mathrm{CMRR}_R\approx 88.05\ \mathrm{dB}$$

可见,折合到输入端的相对共模误差电压为

$$\frac{\frac{U_{src}}{\mathrm{CMRR}_R}}{U_{sr}}\times100\%\approx\frac{\frac{10000}{25250}}{100}\times100\%\approx0.396\%$$

若将闭环增益设置为 $K_F=1$, 上述各值变为

$$\mathrm{CMRR}_R\approx500$$

或

$$\mathrm{CMRR}_R\approx54\ \mathrm{dB}$$

$$\frac{\frac{U_{src}}{\mathrm{CMRR}_R}}{U_{sr}}\times100\%=20\%$$

上例充分说明，电阻失配引起的共模误差不可忽视，特别是当闭环增益不大时，更要认真对待，否则，它可能超过运算放大器本身的共模误差，而上升为限制提高应用电路共模抑制能力的主要障碍．在实际匹配电阻时，若能有意识的使两对电阻的匹配公差大小相等、极性相反，则可得匹配公差的最佳组合，从而大大提高 $CMRR_R$.

基本差动运算放大器的共模抑制比 CMRR 不仅与 $CMRR_R$ 有关，还与运算放大器本身的共模抑制比 $CMRR_1$ 有关．根据图 5-28 所示的仿真方法，可得 $CMRR_1$ 的影响折合到应用电路输入端的误差电压为 $U_{src}/CMRR_1$，故由电阻失配和 $CMRR_1$ 有限在电路输出端产生的误差电压为

$$U'_{sc} = K_{Fc1}U_{src} + K_F \frac{U_{src}}{CMRR_1}$$

这样，电路的总共模增益可表述为

$$K_{Fc} = \frac{U'_{sc}}{U_{src}} = K_{Fc1} + \frac{K_F}{CMRR_1}$$

由此可得整个电路的共模抑制比为

$$CMRR = \frac{K_F}{K_{Fc}} = \frac{CMRR_1 \times CMRR_R}{CMRR_1 + CMRR_R} \tag{5-104}$$

式(5-104)表明，当同时考虑电阻失配和放大器的 $CMRR_1$ 的影响时，总的共模抑制能力将进一步下降．从理论上讲，为了提高基本差动运算放大器的 CMRR，可使 $CMRR_1$ 和 $CMRR_R$ 形成的误差电压相互抵消．不过，由于外部回路的各匹配电阻阻值将随着温度、时间而产生漂移，以及放大器的 $CMRR_1$ 的非线性影响，这种补偿方法收效甚微，一般只能使 CMRR 比 $CMRR_R$ 高一个数量级左右．总之，在一般情况下，基本差动运算放大器的共模抑制比不可能太高，这是它的另一主要缺点．

例 5-21 已知 $CMRR_1 = 80$ dB，其他数据如例 5-20 所示，则当 $K_F = 100$ 时，有

$$CMRR = \frac{CMRR_1 \times CMRR_R}{CMRR_1 + CMRR_R} \approx 7.16 \times 10^3$$

或

$$CMRR \approx 77.1 \text{ dB}$$

当 $K_F = 1$ 时，为

$$CMRR \approx 53.6 \text{ dB}$$

上例说明，在一般使用条件下，K_F 高时，CMRR 比较接近于放大器的共模抑制比，K_F 低时，CMRR 比较接近电阻失配所决定的共模抑制比．

4. 运算误差

如果要考虑运算放大器本身的失调及其漂移、以及直流开环增益 K_0 的影响，均可仿照反相运算放大器的误差分析方法进行，这里仅列出最后的结果：

$$U_{sc} = K'_F(U_{sr} + U'_{sr}) \tag{5-105}$$

式中，U_{sr} 为差动输入电压，U'_{sr} 为折合到输入端的误差电压，它等于

$$U'_{sr} = \frac{U_{src}}{CMRR_1} + \left(1 + \frac{1}{K_F}\right)U'_{os} + \left[R_{f1} - (R_{t1}/\!/R_{t2})\left(1 + \frac{R_{f1}}{R_{F1}}\right)\right]I'_b$$

$$+\frac{1}{2}\left[R_{f1}+\frac{R_{t1}R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}\left(1+\frac{R_{f1}}{R_{F1}}\right)\right]I'_{os}$$

在匹配条件式(5-95)满足时，上式简化为

$$U'_{sr}=\frac{U_{src}}{\text{CMRR}_1}+\left(1+\frac{1}{K_F}\right)U'_{os}+R_fI'_{os} \tag{5-106}$$

U_{src} 为共模输入电压，CMRR_1 为放大器本身的共模抑制比，U'_{os} 和 I'_{os} 分别为放大器本身的失调电压和失调电流以及它们的漂移．当只考虑温度漂移及 CMRR_1 的影响时，上式变为

$$U'_{sr}=\frac{U_{src}}{\text{CMRR}_1}+\left(1+\frac{1}{K_F}\right)\frac{dU_{os}}{dT}\Delta T+R_f\frac{dI_{os}}{dT}\Delta T \tag{5-107}$$

式(5-105)中的实际闭环增益 K'_F 等于

$$K'_F=K_F\left[\frac{1}{1+\frac{1}{K_0F}}\right] \tag{5-108}$$

K_F 为理想增益，由式(5-96)决定，F 为基本差动运算放大器的反馈系数，它的表达式与式(5-56)相同．K_0F 为整个电路的回路增益．可见，K'_F 仍具有一般表达式(5-45)的形式，故由一般表达式所导出的一切结论，如闭环增益相对误差公式(5-47)、稳定度公式(5-48)、单极点频率特性方程(5-58)以及闭环带宽公式(5-59)等，对本电路都是适用的．

由式(5-105)至(5-108)可知，欲提高基本差动运算放大器的运算精度，除了选用共模抑制比高、失调及其漂移小、开环增益大的运算放大器外，还应按匹配条件式(5-95)选用外部回路电阻参数，并尽可能选用小的 R_f 和高的增益 K_F．

5. 增益调节

实际应用中，通常要求增益可调．若不改变基本差动运算放大器的电路结构，则为了调节增益，必须对两只 R_f 电阻或两只 R_F 电阻实现精密的同步调节，以便保证电阻匹配条件式(5-95)成立．这样的调节方法在实际上难以实现，这也是图 5-34(a) 电路的一个缺点．

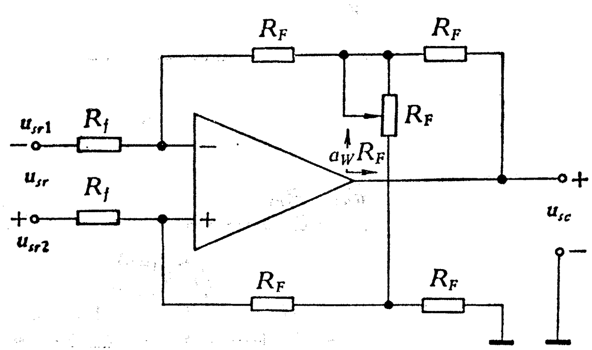


图 5-35　增益可调的基本差动运算放大器

若将图 5-34(a) 的基本差动运算放大器的结构适当变更，就能用一个电位器完成增益调节的任务，电路如图 5-35 所示．根据前面所述的分析方法，可以证明，这个电路的理想闭环增益为

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=\frac{U_{sc}}{U_{sr2}-U_{sr1}}=2\left(1+\frac{1}{a_W}\right)\frac{R_F}{R_f} \tag{5-109}$$

式中，a_W 是电位器 a_WR_F 的滑动比，当动端在图示最上位置时，$a_W=1$，在最下位置时，$a_W=0$．这样，调节电位器的滑动比 a_W，K_F 就可在一个很大范围内变化．为了限制最大可调增益，常使 a_W 不小于某个值，例如最小值取为 0.02，则 K_F 的变化范围就限定在(4—102)R_F/R_f．

这种增益调节方法的优点是简单，且调节增益时不影响电路的共模抑制能力，缺点是调节特性是非线性的，并且匹配电阻数目更多，从原来的四只变为六只.

在转到高性能差动运算放大器的分析之前，必须再次指出，虽然差动放大器的特定使用环境使它的输入信号中，除了有用的差动信号外，还常包含有很大的共模信号，但正如图 5-34 所示，它们总能用两个信号来等效. 因此，在今后的分析中，将根据实际情况，选择图 5-34(a) 或 (b) 中的一种信号输入方式使用，并用式(5-92)实现它们之间的转换，应用时就不再一一说明了.

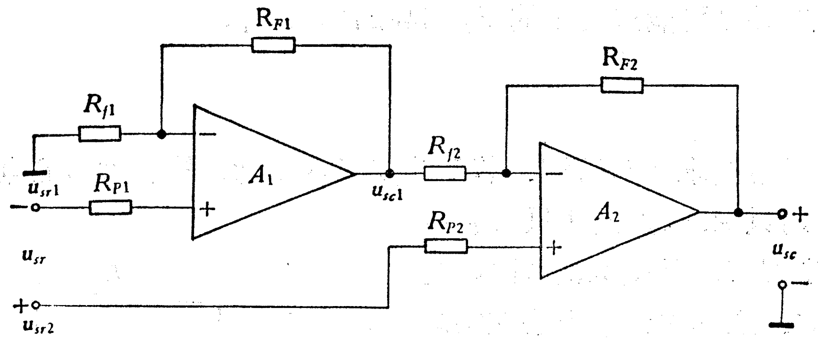
二、高输入阻抗差动运算放大器

基本差动运算放大器的主要缺点之一是输入电阻较小，往往不能满足测量系统的要求. 输入电阻较小的根本原因在于差动输入电压是从放大器同相端和反相端两侧同时加入. 从本章第三节的同相运算放大器的输入阻抗分析中不难预料，若能将差动输入信号都从同相侧送入，则能指望大大提高电路的输入阻抗，其代价是要多用一只运算放大器. 实际上，采用同相输入结构是应用电路提高输入阻抗的基本手段.

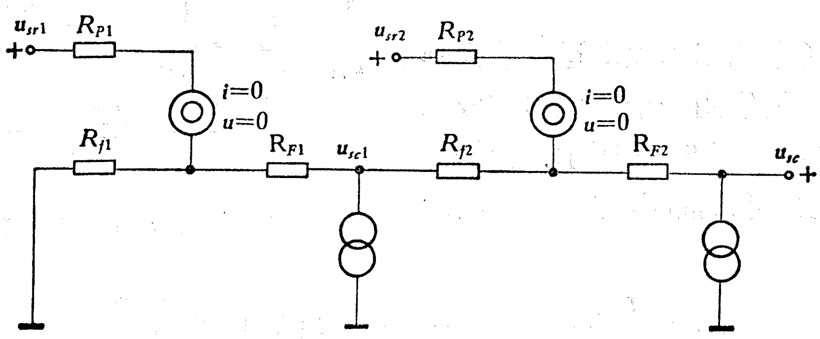
1. 同相串联差动运算放大器

(1) 输入电阻

图 5-36(a) 是两个同相放大器的简单串联组合，差动输入信号从两个放大器的同相端送入，从而获得很高的输入电阻. 由图不难看出，差动输入电阻差不多就是两个运算放大器的共模输入电阻之和，当两者的共模输入电阻 r_c 相等时，应用电路的差动输入电阻



(a)



(b)

补偿条件: $R_{P1}=R_{f1}//R_{F1}$, $R_{P2}=R_{f2}//R_{F2}$

匹配条件: $\dfrac{R_{f1}}{R_{F1}}=\dfrac{R_{F2}}{R_{f2}}=\dfrac{R_F}{R_f}$

图 5-36 同相串联差动运算放大器

(a) 电路; (b) 等效电路.

可表示为

$$r_{srd} \approx 2r_c \tag{5-110}$$

共模输入电阻为

$$r_{src} \approx \frac{1}{2} r_c \tag{5-111}$$

（2）闭环增益

图 5-36(a) 中的 A_1 是同相比例运算放大器，由图(b)的等效电路可知它的输出电压为

$$U_{sc1} = \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right) U_{sr1}$$

A_2 是双端输入电路，由等效电路可得

$$\frac{U_{sc1} - U_{sr2}}{R_{f2}} = \frac{U_{sr2} - U_{sc}}{R_{F2}}$$

合并上列两式，得

$$U_{sc} = \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{f2}}\right) U_{sr2} - \frac{R_{F2}}{R_{f2}}\left(1 + \frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right) U_{sr1}$$

将置换式(5-92)代入上式，整理后，得

$$U_{sc} = \left(1 - \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{f1}R_{f2}}\right) U_{src} + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{2R_{F2}}{R_{f2}} + \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{f1}R_{f2}}\right) U_{sr} \tag{5-112}$$

为了使共模增益 $\left(1 - \frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{f1}R_{f2}}\right)$ 为零，显然，应用电路的外部回路电阻应按下式匹配

$$\frac{R_{f1}}{R_{F1}} = \frac{R_{F2}}{R_{f2}} = \frac{R_F}{R_f} \tag{5-113}$$

在满足上列匹配条件时，由式(5-112)可知，电路的理想差动闭环增益可表述为

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr2} - U_{sr1}} = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = 1 + \frac{R_F}{R_f} \tag{5-114}$$

（3）共模抑制比

像基本差动运算放大器一样，应用电路的共模抑制比仍由关系式(5-113)的匹配精度和两只运算放大器的实际共模抑制比决定.

设两对电阻的匹配公差分别为

$$\frac{R_{f1}}{R_{F1}} = \frac{R_F}{R_f}(1 \pm \delta_1)$$

$$\frac{R_{F2}}{R_{f2}} = \frac{R_F}{R_f}(1 \pm \delta_2)$$

则按基本差动运算放大器中的分析方法，可得上述电阻失配误差所限定的共模抑制比为

$$\mathrm{CMRR}_R = \frac{\left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right)(1 \pm \delta_1)}{\pm \delta_1 \mp \delta_2} = \frac{K_F(1 \pm \delta_1)}{\pm \delta_1 \mp \delta_2}$$

通常有 $\delta_1 \ll 1$，并取公差的最坏组合，得

$$\mathrm{CMRR}_R \approx \frac{K_F}{\delta_1 + \delta_2} \tag{5-115}$$

若公差相等,即 $\delta_1 = \delta_2 = \delta$, 上式变为

$$\text{CMRR}_R \approx \frac{K_F}{2\delta} \tag{5-116}$$

可见,欲减小电阻失配引起的共模误差,除减小失配公差外,提高闭环增益也十分有益.

两只运算放大器的共模抑制比有限也会带来共模误差. 共模输入信号 U_{src} 同时加到两只放大器的同相端, 加在 A_1 同相端的共模输入信号, 由于有 A_2 的反相作用, 所以经运算放大器 A_1 的共模增益的作用后,在输出端形成的误差电压的极性, 刚好与作用在 A_2 同相端的共模信号, 经 A_2 共模增益在输出端产生的误差电压的极性相反, 故两者是抵消的. 理论上可以证明,若两只集成运算放大器的共模抑制比相等,而外部回路电阻又满足关系式(5-113), 则由两只放大器的共模增益产生的误差电压可以完全抵消. 这时, 应用电路的共模抑制比主要由外部回路电阻的匹配误差限定.

设 A_1 和 A_2 的共模抑制比分别为 CMRR_1 和 CMRR_2, 不难证明, 整个应用电路的共模抑制比可表述为

$$\text{CMRR} = \frac{\text{CMRR}_1 \times \text{CMRR}_2 \times \text{CMRR}_R}{\text{CMRR}_1 \times \text{CMRR}_2 + \text{CMRR}_R(\text{CMRR}_1 - \text{CMRR}_2)} \tag{5-117}$$

由上式也可看出,提高整个应用电路的 CMRR 的常规措施是使两只运算放大器的共模抑制比相等,并尽量提高外部回路电阻的匹配精度. 在实际应用中,后者尤其重要.

例 5-22 在图 5-36(a) 中, 已知运算放大器的 $r_c = 100\ \text{M}\Omega$, $\text{CMRR}_2 = 72\ \text{dB}$, $\text{CMRR}_1 = 80\ \text{dB}$, 电阻匹配公差为 $|\delta| \leqslant 0.1\%$, 当要求 $K_F = 100$ 时, 可选

$$R_f = R_{F1} = R_{f2} = 1\ \text{k}\Omega$$

$$R_F = R_{f1} = R_{F2} = 99\ \text{k}\Omega$$

由式(5-110)和(5-111)得

$$r_{srd} \approx 2r_c = 200\ \text{M}\Omega$$

$$r_{src} \approx \frac{1}{2} r_c = 50\ \text{M}\Omega$$

由式(5-116),有

$$\text{CMRR}_R \approx \frac{K_F}{2\delta} = \frac{100}{2 \times 0.1\%} = 5 \times 10^4$$

用分贝表示时

$$\text{CMRR}_R \approx 94\ \text{dB}$$

这样,由式(5-117)可得

$$\text{CMRR} \approx 75.3\ \text{dB}$$

将本例与例 5-21 相比可以看出,多增加一只组件的主要收益是输入电阻有很大的提高,但改善共模抑制比很难, 若 A_1 和 A_2 的共模抑制比相差悬殊, 则会更加恶化. 如果对 CMRR_1 和 CMRR_2 仔细挑选配对, 并利用 A_2 的反相作用, 有意识使公差 δ_1 和 δ_2 大小相等,极性相反,可望将本电路的共模抑制比提高约一个数量级.

(4) 失调和漂移误差

像 A_1 和 A_2 的共模增益影响相互抵消一样, 由于 A_2 的反相作用, 两只放大器的失调和漂移影响也可相互抵消. 实际上,利用反相运算放大器中介绍的误差分析方法,在外部回路电阻满足匹配关系式(5-113)的条件下,可得折合到输入端的失调和漂移误差电压为

$$U'_{sr} = U'_{os2} - U'_{os1} + (R_f /\!/ R_F)(I'_{os2} - I'_{os1}) \tag{5-118}$$

在最坏组合条件下，可以认为

$$U'_{os} = U'_{os2} = -U'_{os1}$$

$$I'_{os} = I'_{os2} = -I'_{os1}$$

式(5-118)变为

$$U'_{sr} = 2U'_{os} + 2(R_f /\!/ R_F)I'_{os} \tag{5-119}$$

由此可见，对这一类电路，应尽可能使外部元件和放大器性能参数匹配，充分发挥误差电压相互抵消的作用．

(5) 输入电压工作范围

从匹配关系式(5-113)可以看出，A_1 和 A_2 的闭环增益大小是相反的，一个取大值，另一个就必然取小值．这样，整个应用电路的输入电压范围就受到 A_1 的线性工作范围和应用电路的闭环增益的限制．当 K_F 取小值时，由式(5-113)可知，R_{F1}/R_{f1} 将取大值，由于

$$U_{sc1} = \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right) U_{sr1}$$

所以在 U_{sc1} 的线性工作范围一定时，U_{sr1} 的取值范围将有限定，否则，A_1 可能进入饱和状态而无法正常工作．换句话说，在这种条件下，输入信号中的共模电压不能太大．反之，当 K_F 取大值时，R_{F1}/R_{f1} 将取小值，如果 A_1 的线性工作范围相同，则允许的输入电压范围可以适当增加，即电路可在较高的共模输入电压下工作．因此，这种应用电路的增益一般都选用在 10 倍以上．实际上，共模输入电压范围较小是这类同相电路的共同缺点．

(6) 增益调节

在图 5-36(a) 的电路结构下，当进行闭环增益调节时，为了保证匹配关系式(5-113)成立，就必须实现比值 R_{f1}/R_{F1} 和 R_{F2}/R_{f2} 之间的精密同步调节，这在实际上很难做到．因此，为了调节增益，必须改变该电路的结构，以期用一个电位器来实现增益调节，而又不破坏匹配条件．在原电路的 A_1 和 A_2 的反相端之间，跨接一个电位器就能达到这个目的，电路如图 5-37 所示．只要注意到同相端与反相端的电位相等，由图不难看出，新加电位器 R_W 上的电压降就是差动输入电压 U_{sr}，所以 R_W 中的电流与 U_{sr} 成正比，调节 R_W，可改变差动输入电压在各匹配电阻中引起的信号电流，从而改变增益大小．但调节 R_W 却不会改变共模输入电压 U_{src} 的影响，这是因为加在 R_W 两端的共模电压相等，没有共模信号电流，保证了共模特性不变．

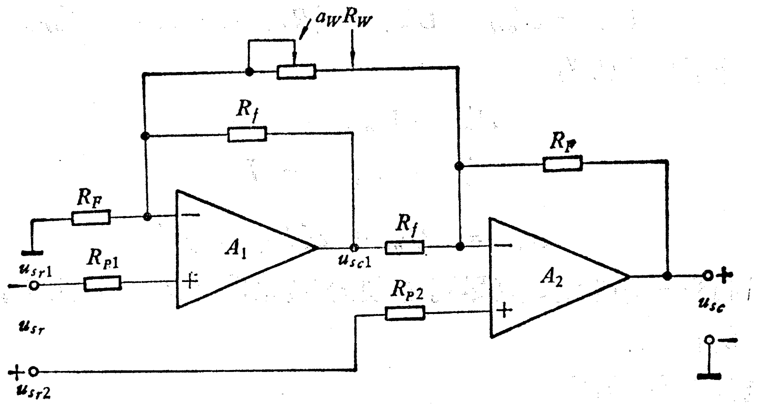
图 5-37(a) 电路的外部回路电阻仍按式(5-113)匹配，它的输入电阻和共模抑制比等性能参数与图 5-36(a) 电路完全相同，仅闭环增益有变化．闭环增益除了用图 5-36(b) 那样的等效电路求得外，也可用叠加方法求出．

对运算放大器 A_1 而言，它有两个输入量，一为 U_{sr1} 直接加在同相端，另一为 U_{sr2} 通过 R_W 从反相侧加入，所以 A_1 的输出电压为

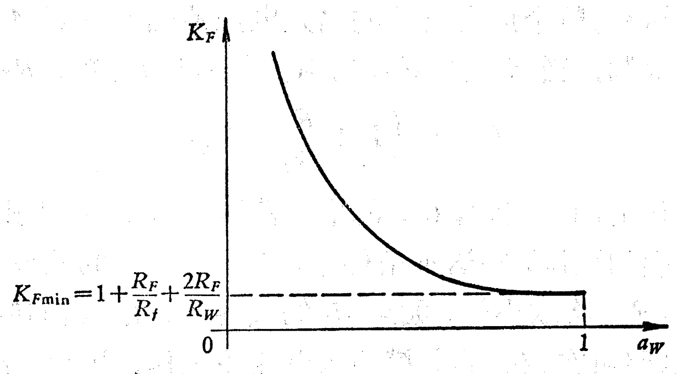
$$U_{sc1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_F /\!/ a_W R_W}\right) U_{sr1} - \frac{R_f}{a_W R_W} U_{sr2}$$

对 A_2 而言，有三个输入量，一为 U_{sr2} 直接加在它的同相端，另两个是 U_{sc1} 和 U_{sr1}，它们分别通过 R_f 和 $a_W R_W$ 从反相侧加入，所以 A_2 的输出电压为

$$U_{sc} = \left(1 + \frac{R_F}{R_f /\!/ a_W R_W}\right) U_{sr2} - \frac{R_F}{R_f} U_{sc1} - \frac{R_F}{a_W R_W} U_{sr1}$$



(a)



(b)

图 5-37　高输入阻抗串联差动运算放大器的增益调节

(a) 电路；(b) 增益调节特性.

合并上列两式,得

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr2}-U_{sr1}}=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=1+\frac{R_F}{R_f}+\frac{2R_F}{a_W R_W} \tag{5-120}$$

式中，a_W 是电位器 R_W 的滑动比，当动端位于图示最左位置时，$a_W=1$，位于最右位置时，$a_W=0$.

式(5-120)表明,改变电位器 R_W 的滑动比 a_W,就能使增益 K_F 在它的最小值

$$K_{F\min}=1+\frac{R_F}{R_f}+\frac{2R_F}{R_W}$$

与一个很大的值之间进行调节. 当 $a_W=1$，$K_F=K_{F\min}$，这时,由式(5-120)可得

$$R_W=\frac{2R_F}{K_{F\min}-1-\frac{R_F}{R_f}} \tag{5-121}$$

利用式(5-121),可据所需的最小增益选定 R_W 之值,或据 R_W 的值估算最小增益.

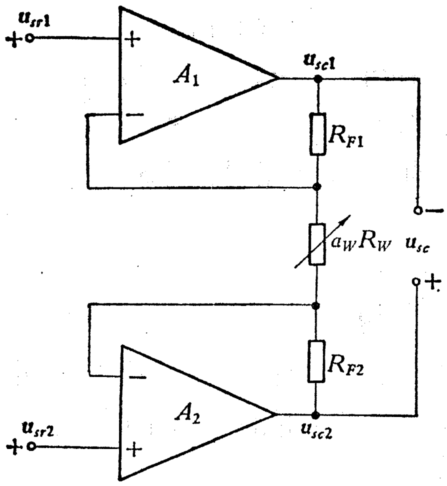
在图 5-37(b) 中,定性画出了这个电路的增益调节特性,它具有明显的非线性. 为了能在宽广范围内进行增益细调，R_W 宜选用多圈电位器. 通常在 R_W 中串有一固定电阻，以限制调节过程中出现过大增益,确保组件正常运行.

2. 同相并联差动运算放大器

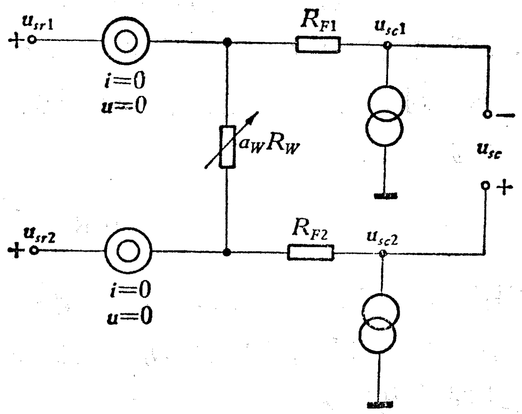
为了组成高输入阻抗差动运算放大器,除了采用同相串联组合结构外,也可采用同相并联组合方式,两者的共同点是输入电阻都很高,但在其他性能方面则各有优缺点.

(1) 基本电路

图 5-38(a) 是同相并联差动运算放大器的基本电路．差动输入信号和共模输入信号从两只运算放大器的同相端送入，所以它的差动输入电阻和共模输入电阻都很大，同样可由式(5-110)和式(5-111)描述．电路的平衡对称结构使两只放大器的共模增益、失调及其漂移所产生的误差电压具有相互抵消的作用．和串联组合电路相比，并联组合电路的主要优点是不需要精密匹配电阻，而且能差动输出，适用于不接地的“浮动”负载，缺点是输出信号中有较大的共模信号．



(a)



(b)

图 5-38 基本同相并联差动运算放大器

(a) 电路；(b) 等效电路．

据图 5-38(b) 的等效电路，由零子性质可知，R_{F1}、R_{F2} 和 a_WR_W 中的电流必然相等，由此有

$$\frac{U_{sc2}-U_{sr2}}{R_{F2}}=\frac{U_{sr2}-U_{sr1}}{a_WR_W}=\frac{U_{sr1}-U_{sc1}}{R_{F1}}$$

由上式导出

$$U_{sc2}=\left(1+\frac{R_{F2}}{a_WR_W}\right)U_{sr2}-\frac{R_{F2}}{a_WR_W}U_{sr1}$$

$$-U_{sc1}=\frac{R_{F1}}{a_WR_W}U_{sr2}-\left(1+\frac{R_{F1}}{a_WR_W}\right)U_{sr1}$$

上两式相加，得输出电压

$$U_{sc}=U_{sc2}-U_{sc1}=\left(1+\frac{R_{F1}+R_{F2}}{a_WR_W}\right)(U_{sr2}-U_{sr1})$$

将式(5-93)代入，得

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=\frac{U_{sc2}-U_{sc1}}{U_{sr2}-U_{sr1}}=1+\frac{R_{F1}+R_{F2}}{a_WR_W}$$

可见，电路并不要求外部回路电阻有任何形式的匹配来保证自己的共模抑制能力，这就避免了精确匹配电阻所遇到的困难．实质上，加在电位器 R_W 上的差动电压决定了整个电路的工作电流，而加在这个电位器上的共模电压对此电流却毫无影响，不论其他电阻取何值都是如此，所以电路的共模抑制能力与外部回路电阻是否匹配完全无关．

考虑到平衡对称结构有利于克服失调及其漂移的影响，故在实际应用时常取

$$R_{F1}=R_{F2}=R_F \tag{5-122}$$

这样,增益常用表达式为

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=\frac{U_{sc2}-U_{sc1}}{U_{sr2}-U_{sr1}}=1+\frac{2R_F}{a_W R_W} \tag{5-123}$$

改变电位器 R_W 的滑动比 a_W, 就能使增益在它的最小值

$$K_{F\min}=1+\frac{2R_F}{R_W}$$

与某一个高增益值之间进行调节. 可见增益调节相当简单,不过调节特性仍是非线性的,故 R_W 宜选用多圈电位器, 并在 R_W 中串接一固定电阻来保护组件.

虽然电路的共模抑制能力与外部电路的电阻是否匹配无关, 而且电路的对称结构有利于相互抵消两只放大器的共模抑制比有限所造成的影响, 但当 A_1 和 A_2 的 $CMRR_1$ 和 $CMRR_2$ 不等时, 应用电路的共模抑制比仍是有限定的. 可以证明, 图 5-38(a) 电路的共模抑制比为

$$\mathrm{CMRR}=\frac{\mathrm{CMRR}_1\times \mathrm{CMRR}_2}{\mathrm{CMRR}_1-\mathrm{CMRR}_2} \tag{5-124}$$

因此,提高本电路共模抑制能力的关键在于使 A_1 和 A_2 的共模抑制比尽可能的匹配.

电路的平衡对称结构也有助于失调及其漂移影响的相互抵消. 这个电路折合到输入端的差动误差电压为

$$U'_{sr}=(U'_{os2}-U'_{os1})+\frac{R_{F2}}{K_F}I'_{b2}-\frac{R_{F1}}{K_F}I'_{b1}+\frac{R_{F2}}{2K_F}I'_{os2}-\frac{R_{F1}}{2K_F}I'_{os1}$$

不难看出,最有利的相互抵消的条件是按式(5-122)选用 R_{F1} 和 R_{F2}, 这时,上式变为

$$U'_{sr}=(U'_{os2}-U'_{os1})+\frac{R_F}{K_F}\left[I'_{b2}-I'_{b1}+\frac{1}{2}(I'_{os2}-I'_{os1})\right] \tag{5-125}$$

上述分析说明,两只运算放大器的性能参数若能彼此匹配,就可充分发挥对称电路的误差电压相互抵消的长处. 这种利用电路结构对称、失调互补的原理已成为获得低漂移放大器的一种基本方法.

例 5-23 在图 5-38(a) 中,若两只运算放大器的性能与例 5-22 相同,要求 $K_F=10$—100, 这时,可选

$$R_{F1}=R_{F2}=R_F=100\ \mathrm{k}\Omega$$

由式(5-123)可知, 电位器的调节范围为 2.02—22 kΩ, 故可选 2 kΩ 固定电阻与 20 kΩ 电位器串联组成 R_W. 由式(5-110)和式(5-111)得

$$r_{srd}\approx 2r_c=200\ \mathrm{M}\Omega \quad r_{src}\approx\frac{1}{2}r_c=50\ \mathrm{M}\Omega$$

由式(5-124)得

$$\mathrm{CMRR}\approx 76.4\ \mathrm{dB}$$

这个例子充分说明了同相并联电路的优点: 不需要精密匹配电阻,增益调节方便,这是例 5-22 的同相串联电路做不到的. 当输入端有共模电压时, 例如设 $U_{src}=10\ \mathrm{V}$, 在 $K_F=100$ 的条件下,不难看出, 这两例的 A_1 输出电压中, 都包含有约 10 V 的共模电压, 但在总输出电压中,串联组合电路的共模分量几乎为零,而并联组合电路则为 10 V, 这是许多负载所不允许的.

（2）性能改进

上述基本电路的主要缺点是它按 1:1 的比例把输入端的共模信号传递到输出端，共模输入信号有多大，共模输出信号就有多大．此外，由于共模输出信号占用了一定的工作范围，所以差动信号的有效工作范围变窄了．因此，它只适宜于工作在低增益、共模输入信号较小的场合．

对于接地负载，或者不希望输出电压包含共模信号的负载，基本电路必须加以改造才能胜任．显然，抑制共模信号传递的最简单方法是在基本同相并联电路之后，再接一级差动运算放大器，它不仅能割断共模信号的传递，还将双端变单端，适应接地负载的需要，电路如图 5-39 所示．它是图 5-38(a) 的同相组合电路与图 5-34(a) 的基本差动放大器的简单串联，它们相互取长补短，使组合后的电路具有输入阻抗高、增益调节方便、漂移相互补偿、以及输出不包含共模信号等一系列优点，其代价是所用组件数目较多，共模抑制能力略有下降．

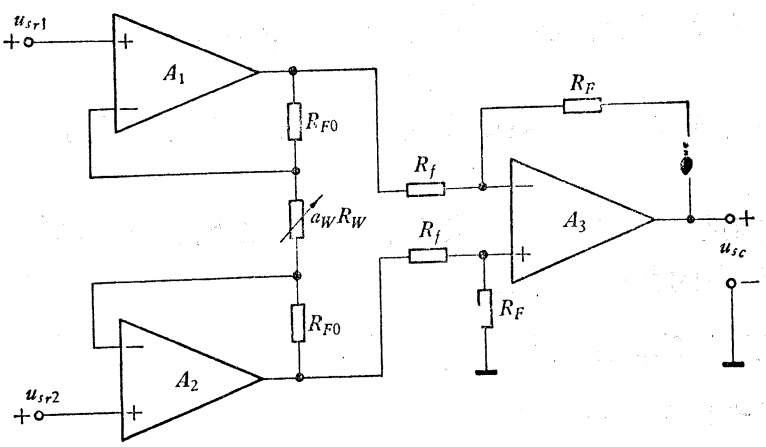


图 5-39　高输入阻抗差动运算放大器的性能改进

不难证明，这个电路的理想闭环增益为

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{U_{sc}}{U_{sr2} - U_{sr1}} = \left(1 + \frac{2R_{F0}}{a_W R_W}\right)\frac{R_F}{R_f} \tag{5-126}$$

共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{K_{F12}\text{CMRR}_3 \times \text{CMRR}_{12}}{K_{F12}\text{CMRR}_3 + \text{CMRR}_{12}} \tag{5-127}$$

假若

$$\text{CMRR}_{12} \gg K_{F12}\text{CMRR}_3$$

则上式可近似为

$$\text{CMRR} \approx K_{F12}\text{CMRR}_3 \tag{5-128}$$

式中，K_{F12} 和 CMRR_{12} 为 A_1 和 A_2 组成的前置级的理想闭环增益和共模抑制比，它们分别由式(5-123)和(5-124)决定．CMRR_3 为 A_3 组成的输出级的共模抑制比，由式(5-104)决定．

由式(5-127)和式(5-128)可以看出，为了提高整个应用电路的共模抑制能力，除了设法提高前置级和输出级的共模抑制比 CMRR_{12} 和 CMRR_3 外（提高措施分别参见前述两电路的分析），使整个电路的增益主要由前置级承担，也是十分有利的．正如前述，这样做会限制差动输入电压范围，故必须权衡利弊，全面考虑．一般应用中、差动运算放大器的

主要问题是提高 CMRR，所以往往使输出级的增益取低值(注意，这对 $CMRR_3$ 不利，必须相应提高电阻匹配精度，才能保证 $CMRR_3$ 不下降)，前置级的增益取高值，把输入电压的工作范围放在第二位考虑.

图 5-39 的前置级具有低漂移电路结构，故 A_1 和 A_2 以选用具有场效应管输入级或超 β 管输入级的运算放大器为最佳，这时，失调影响将主要由输出级决定. 整个应用电路折合到输入端的失调误差电压可表示为

$$U'_{sr} = U'_{sr12} + \frac{1}{K_{F12}} U'_{sr3} \tag{5-129}$$

式中，U'_{sr12} 是前置级放大器折合到输入端的失调误差电压，由式(5-125)决定，U'_{sr3} 是输出级放大器的失调影响折合到本级输入端的误差电压，由式(5-106)决定.

例 5-24 利用图 5-39，设计 $K_F = 10—100$ 的差动运算放大器. 为了减轻电阻匹配时的困难，可使输出级的增益固定为 5，据式(5-96)，选

$$R_F = 100\ \text{k}\Omega \quad R_f = 20\ \text{k}\Omega$$

并注意减小它们的公差. 这样，前置级的增益调节范围为 2—20，由式(5-123)，若选

$$R_{F0} = 50\ \text{k}\Omega$$

则电位器调节范围为 5.263—100 kΩ，故可选 5.1 kΩ 固定电阻与 100 kΩ 电位器串联组成 R_W.

若 K_F 下限范围进一步扩大，则输出级增益将随之下降，这时更要重视该级电阻的匹配精度，以保证有较高的共模抑制比.

三、高共模抑制差动运算放大器[1]

1. 输入电容不平衡的影响

在上述各电路的共模抑制比的分析中，都没有考虑电路寄生电容、放大器输入电容以及其他输入参数不对称时，对应用电路共模抑制比的影响. 当要进一步提高交流应用电路的共模抑制能力时，电路寄生参数和放大器本身参数的不平衡，就会上升为主要矛盾，故必须加以解决.

在生产过程的检测和控制系统中，一次变换元件与测量放大器之间常有一段相当长的距离，它们之间的信号传输通常是通过电缆来实现的. 这样，在输入线与电缆屏蔽层之间有着可观的屏蔽电容. 若按习惯做法将屏蔽层接地时，这种屏蔽电容就成了放大器输

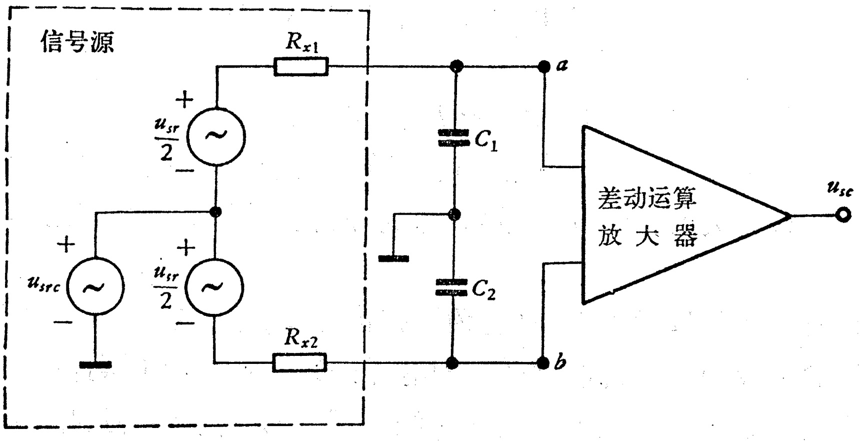


图 5-40 输入端对地电容不平衡的影响

入端对地的寄生电容．此外，放大器本身也有一定的输入电容．因此，差动放大器两个输入端对地之间总存在一定的电容，当两个输入端各自对地的电容不等时，将使应用电路的 CMRR 变坏，其原因可用图 5-40 说明．

在图 5-40 中，信号源除了差动输入电压 u_{sr} 和共模输入电压 u_{src} 外，还有内阻 R_{x1} 和 R_{x2}．C_1 和 C_2 是折合到差动运算放大器输入端对地的等效电容．显然，若 $R_{x1}C_1 \neq R_{x2}C_2$，则 u_{src} 在两个输入端 a 和 b 之间，将由于衰减倍数不等，而形成差动误差信号．这样，即使差动运算放大器本身的 CMRR 为无穷大，共模输入电压 u_{src} 也将在输出端产生相应的误差电压．由于 $R_{x1}C_1 \neq R_{x2}C_2$ 所产生的共模抑制比的幅值，在 $|\omega(R_{x1}C_1 - R_{x2}C_2)| \ll 2$ 的条件下，可近似为

$$\text{CMRR} \approx \left| \frac{1}{\omega(R_{x1}C_1 - R_{x2}C_2)} \right|$$

如果要求 CMRR 为 120 dB，则在信号工作频段上，应满足 $|\omega(R_{x1}C_1 - R_{x2}C_2)| \leqslant 10^{-6}$，这常常是很困难的．

2．消除屏蔽电容的影响

既然屏蔽电容不等对共模抑制能力的影响要通过共模信号的衰减来实现，因此，任何不让屏蔽电容起衰减作用的措施，都可用来消除屏蔽电容的影响．最简单的方法是不让电缆屏蔽层接地，而是接在与共模输入信号相等的电位点上，这样，共模输入信号就能无衰减地传送到差动运算放大器的输入端，从而消除了共模输入信号在差动运算放大器输入端所形成的差动误差电压．从这个观点来看，图 5-39 的差动放大器电路最容易实现这个方案．

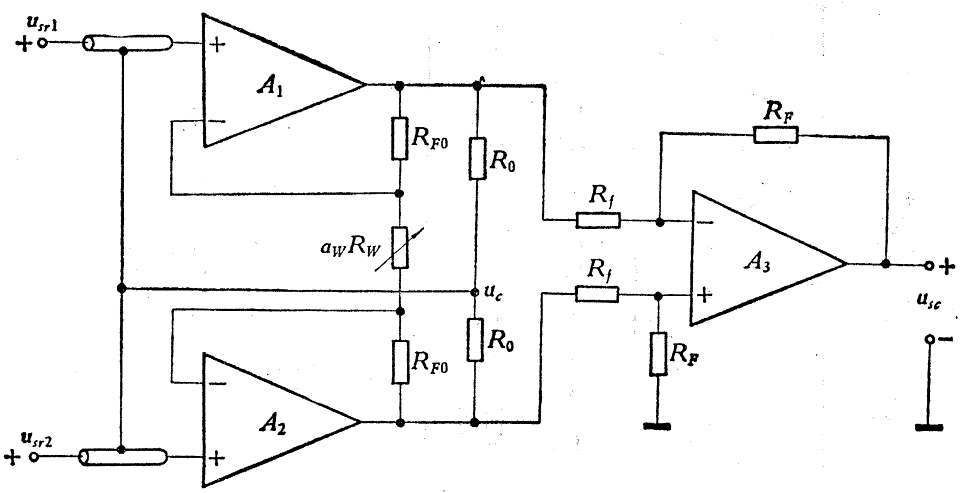


图 5-41 消除屏蔽电容的影响

正如前述，图 5-39 电路的前置级是按一比一将自己输入端的共模信号传递到自身的输出端，所以可像图 5-41 那样，用两只电阻（R_0）组成共模信号引出电路，使电缆屏蔽层得到同量的共模输入信号．实际上，由图 5-38 的电路分析过程可知

$$U_{sc2} = \left(1 + \frac{R_{F0}}{a_W R_W}\right) U_{sr2} - \frac{R_{F0}}{a_W R_W} U_{sr1}$$

$$U_{sc1} = \left(1 + \frac{R_{F0}}{a_W R_W}\right) U_{sr1} - \frac{R_{F0}}{a_W R_W} U_{sr2}$$

由此得

$$U_c=\frac{1}{2}(U_{sc1}+U_{sc2})=\frac{1}{2}(U_{sr1}+U_{sr2})=U_{src}$$

可见，U_c 等于共模输入电压 U_{src}，把它加到电缆屏蔽层上，屏蔽电容就不会再引起共模输入信号的衰减了.

R_0 值的选择与工作频率有关，频率愈高，R_0 值应愈小，以便能向屏蔽电容提供较大的驱动电流. 必要时，可在电缆屏蔽层和 R_0 组成的共模信号引出电路之间，加一级缓冲放大器，以便能向屏蔽电容提供更多的驱动电流，保证电路的共模抑制能力不受工作频率的影响.

3. 提高运算放大器的共模抑制能力

电缆屏蔽电容的影响消除后，进一步提高应用电路共模抑制能力的矛盾就转向放大器本身的共模抑制能力. 除了选用 CMRR 大的运算放大器外，使用者还希望通过电路技术，获得更高的共模抑制能力，这样对组件的 CMRR 值就不必苛求了.

如果能使运算放大器的输入端没有共模信号，或者虽然有共模信号，能使它在放大器输出端不产生误差信号，则放大器有限的共模抑制比就不会带来共模误差. 因此，从电路技术来看，有两种方法可以提高现有组件的共模抑制能力. 一种是设法使输入信号中的共模信号不能传递到放大器的输入端，另一种是设法减弱输入端的共模信号在输出端所产生的误差电压. 下面以后一种方法为例，对通过电路技术来提高放大器的共模抑制能力，作一简要说明.

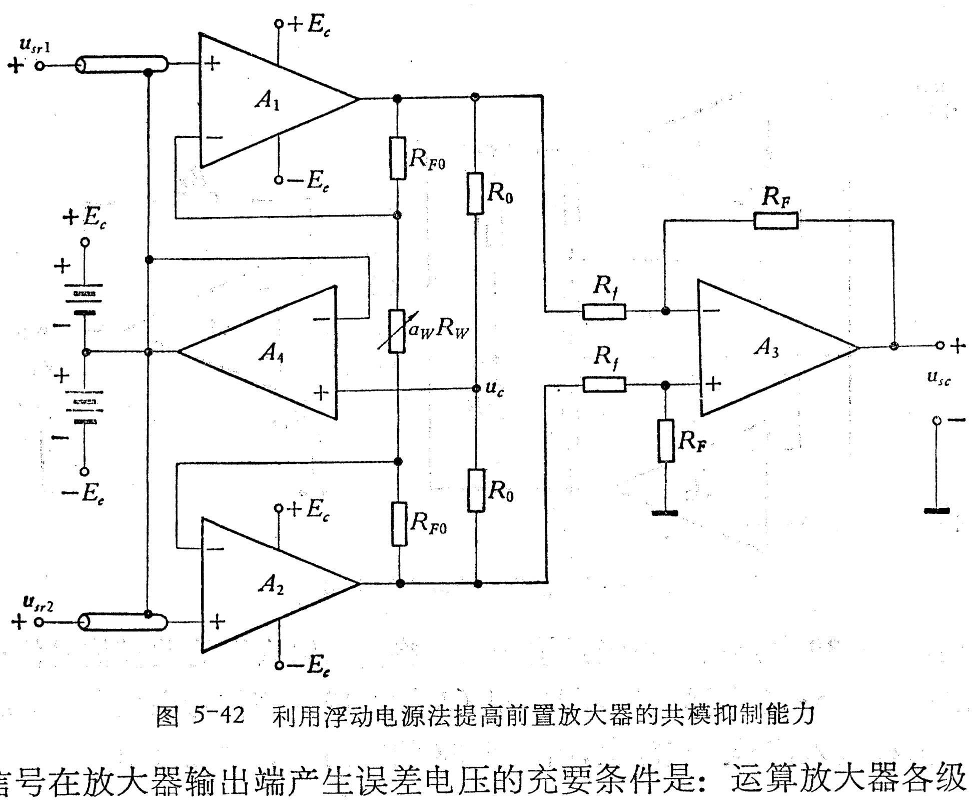


图 5-42 利用浮动电源法提高前置放大器的共模抑制能力

共模信号在放大器输出端产生误差电压的充要条件是：运算放大器各级电路结构不完全对称；在共模输入电压作用下，各级电路也出现了共模信号. 所以如果使放大器的电源电压随共模输入电压浮动，从而使各级偏置电压都跟踪共模输入电压，则各级的共模信号就能大大削弱，共模输入电压在放大器输出端产生的误差电压就可大幅度减小，这就相

当于提高了放大器的共模抑制能力.

图 5-42 是利用浮动电源法提高前置放大器共模抑制比的说明.与图 5-41 相比,这个电路多加了一级电压跟随器 A_4, A_4 的输入信号取自两只电阻 R_0 组成的共模信号引出电路,所以它的输入电压等于共模输入电压 U_{src},输出电压亦如此. A_4 的输出加到运算放大器 A_1 和 A_2 正、负电源的公共端,使 E_c 和 $-E_c$ 浮动起来.若 A_4 具有理想特性,则正、负电源电压的涨落幅度与共模输入电压的大小完全相同. 这样,虽然共模输入电压照样加在放大器 A_1 和 A_2 的同相端,但却因放大器本身电源对共模输入信号的跟踪作用,使它的影响大大削弱. 这时,就算 A_1 和 A_2 的元件参数不完全对称,但由于有效共模电压减小,输出端的差动误差电压也是很小的,这就意味着前置级的共模抑制能力提高了.

显然,这个电路的共模抑制比仍可由式(5-127)表述,但式中的前置放大器的共模抑制比 $CMRR_{12}$ 应考虑隔离级 A_4 的作用而加以修正.当运算放大器 A_1, A_2 和 A_4 的共模抑制比分别为 $CMRR_1$, $CMRR_2$ 和 $CMRR_4$ 时,整个前置级的共模抑制比 $CMRR_{12}$ 可表述为

$$CMRR_{12} = \frac{CMRR_1 \times CMRR_2 \times CMRR_4}{CMRR_1 - CMRR_2} \tag{5-130}$$

把上式和式(5-124)相比可知,由于 A_4 使电源电压跟随共模输入电压浮动,使前置级的共模抑制比提高了 $CMRR_4$ 倍. 这样,既使 A_1 和 A_2 的共模抑制比不太匹配,整个电路的共模抑制比用式(5-128)来描述也是足够精确的,从而使电路的共模抑制比接近理想值.

四、增益线性调节的差动运算放大器

图 5-35、图 5-37 和图 5-38 的增益调节特性都是非线性的, 因此,无法由电位器的动端位置直接读取增益值,使用很不方便. 显然, 差动运算放大器的增益若能线性调节, 就能通过电位器的线性刻度直接读取增益,这无疑是有实际意义的.

考虑到输入回路电阻与反馈回路电阻对增益的作用是相反的,所以,若能把增益调节电位器置于反馈回路中, 就能实现增益线性调节, 图 5-43 是按此方法组成的一个具体电路.

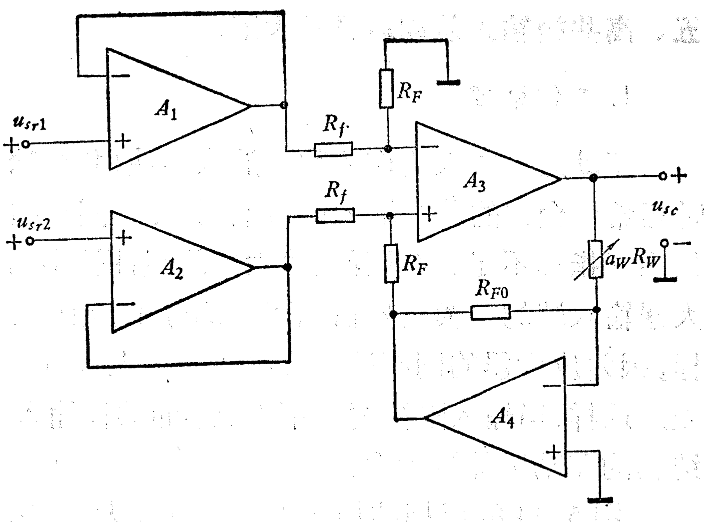


图 5-43 增益线性调节的差动运算放大器

不难看出, 图 5-43 电路是以图 5-39 电路为基础, 把增益调节电位器 R_W 从前置级移到输出级的反馈回路中来组成的. 现在, 前置级由两个电压跟随器 A_1 和 A_2 组成, 它把差动输入信号和共模输入信号按一比一送到输出级, 仅起隔离作用. A_4 组成反相比例运算放大器,由于它有反相作用,所以把它置于输出级的反馈回路中时,它的输出信号应从 A_3 的同相侧送入, 以保证输出级的负反馈性质. 增益调节电位器 R_W 作为 A_4 的输入回路电阻,这样,改变它的大小,就能线性调节输出级的增益,从而实现整个应用电路的增益线性调节任务.

当各运算放大器具有理想特性时,可得 A_3 的同相端和反相端电压为

$$U_+ = \frac{R_F}{R_f + R_F} U_{sr2} - \frac{R_f}{R_f + R_F} \frac{R_{F0}}{a_W R_W} U_{sc}$$

$$U_- = \frac{R_F}{R_f + R_F} U_{sr1}$$

两者应相等，即

$$\frac{R_F}{R_f + R_F} U_{sr2} - \frac{R_f}{R_f + R_F} \frac{R_{F0}}{a_W R_W} U_{sc} = \frac{R_F}{R_f + R_F} U_{sr1}$$

化简后，得

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{U_{sc}}{U_{sr2} - U_{sr1}} = \frac{R_F}{R_f R_{F0}} a_W R_W \tag{5-131}$$

可见，闭环增益 K_F 与电位器动端滑动比 a_W 成正比，且改变 a_W 时不影响电路的共模抑制能力.

这个电路的输入阻抗和共模抑制比与图 5-39 基本相似. 由于 A_1 和 A_2 作为电压跟随器使用，它们的带宽和上升速率应当选高一些. A_4 位于 A_3 的反馈回路中，故其带宽应比 A_3 大，以避免输出级发生振荡.

例 5-25 利用图 5-43 的电路，设计 $K_F = 1—100$ 的差动放大器. 为了减少电阻品种，可选

$$R_f = R_F = R_{F0} = 10\ \text{k}\Omega$$

由式(5-131)，得

$$K_F = \frac{R_F}{R_f R_{F0}} a_W R_W = 10^{-4} a_W R_W$$

可见，电位器的调节范围为 $10—10^3$ kΩ，故可由 10 kΩ 的固定电阻和 1 MΩ 的电位器串联组成 R_W，利用电位器的刻度可直接读取增益值.

五、高共模输入差动运算放大器

1. 工作原理

差动运算放大器作为数据放大器使用时，除了要求输入阻抗高和共模抑制比大外，有时还希望允许的共模输入信号范围大. 同相结构的差动放大器能满足前两项指标要求，但后一指标不足，常常受到放大器的线性输出电压范围以及闭环增益的限制，原因在于放大器输入端的共模信号占用了一部分工作范围. 不难想到，反相结构有利于提高后一指标，因为放大器的同相端和反相端基本上没有共模信号，处于“虚地”状态，但输入阻抗较差. 这样，当输入阻抗要求不太高，而共模输入范围要求较高时，可以考虑采用具有反相结构的差动运算放大器.

图 5-44 的反相结构式差动运算放大器包括一个反相比例放大器 A_1 和反相加法器 A_2. 由式(5-4)和式(5-7)可得

$$U_{sc1} = -\frac{R_{F1}}{R_{f1}} U_{sr2}$$

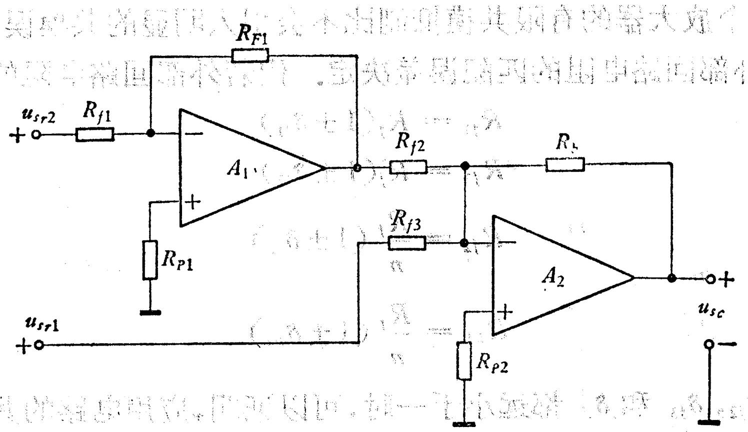
$$U_{sc} = -\frac{R_F}{R_{f3}} U_{sr1} - \frac{R_F}{R_{f2}} U_{sc1}$$

合并上列两式，得

$$U_{sc} = \frac{R_F R_{F1}}{R_{f1} R_{f2}} U_{sr2} - \frac{R_F}{R_{f3}} U_{sr1}$$

将式(5-92)代入上式,整理后,得

$$U_{sc}=\left(\frac{R_FR_{F1}}{R_{f1}R_{f2}}-\frac{R_F}{R_{f3}}\right)U_{src}+\frac{1}{2}\left(\frac{R_FR_{F1}}{R_{f1}R_{f2}}+\frac{R_F}{R_{f3}}\right)U_{sr} \tag{5-132}$$



(匹配条件: $R_{f1}=R_{f3}=R_f$, $R_{F1}=R_{f2}=\frac{1}{n}R_f$)

图 5-44 高共模输入差动运算放大器

式(5-132)右边各项系数的选择原则,不仅应使输出端的共模电压为零,而且 A_1 输出电压中的共模分量也应相当小,以便扩大共模输入电压范围. 据此,应使外部回路电阻参数满足

$$\begin{cases}R_{f1}=R_{f3}=R_f\\ R_{F1}=R_{f2}=\dfrac{1}{n}R_f\end{cases} \tag{5-133}$$

式中,n 为正整数. 这个匹配条件首先使式(5-132)中的共模增益为零,由此得

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=\frac{U_{sc}}{U_{sr2}-U_{sr1}}=\frac{R_F}{R_f} \tag{5-134}$$

其次,使 A_1 的增益在数值上小于一,幅值为 $1/n$. 这样,A_1 是把共模输入信号缩小 n 倍后,再与另一端的共模输入信号经 A_2 相减,因此,共模信号占有 A_1 的工作范围很小. 若 A_1 的额定输出电压为 U_{scM},则允许的最大共模输入电压为 nU_{scM}. 当然,差动输入电压还应占据一定的工作范围,故实际允许值将比 nU_{scM} 小一些.

根据"虚地"现象不难看出,这个电路的差动输入电阻为

$$r_{srd}=R_{f1}+R_{f3}=2R_f$$

例 5-26 在图 5-44 中,若 $n=10$, $K_F=10$, A_1 和 A_2 的额定工作电压范围为 ±10 V,则可选

$$R_{f1}=R_{f3}=R_f=50\ \text{k}\Omega$$

$$R_{F1}=R_{f2}=\frac{1}{n}R_f=5\ \text{k}\Omega$$

$$R_F=500\ \text{k}\Omega$$

允许的最大差动输入电压范围为 ±1 V,故共模电压可占用 9.9 V 的工作范围,允许的最大共模输入电压范围为 ±99 V. 这个值差不多是放大器允许输出电压的 10 倍,充分显示出这类电路承受共模电压的能力很强. 不过,输入电阻较小,约为 100 kΩ.

2. 共模抑制

由于 A_1 和 A_2 处于反相运算状态，"虚地"现象使它们的同相端和反相端都几乎没有共模电压，所以两个放大器的有限共模抑制比不会引入明显的共模误差，整个电路的共模抑制能力主要由外部回路电阻的匹配误差决定．假若外部回路电阻的匹配公差分别为

$$R_{f1} = R_f(1 \pm \delta_{f1})$$
$$R_{f3} = R_f(1 \pm \delta_{f3})$$
$$R_{f2} = \frac{R_f}{n}(1 \pm \delta_{f2})$$
$$R_{F1} = \frac{R_f}{n}(1 \pm \delta_{F1})$$

当各项公差 δ_{f1}，δ_{f2}，δ_{f3} 和 δ_{F1} 都远小于一时，可以证明，应用电路的共模抑制比为

$$\text{CMRR} = \frac{1}{\pm \delta_{F1} \pm \delta_{f3} \mp \delta_{f1} \mp \delta_{f2}}$$

在公差最坏组合条件下，上式变为

$$\text{CMRR} \approx \frac{1}{\delta_{f1} + \delta_{f2} + \delta_{f3} + \delta_{F1}} \qquad (5\text{-}135)$$

当各项公差相等

$$\delta_{f1} = \delta_{f2} = \delta_{f3} = \delta_{F1} = \delta$$

最后得

$$\text{CMRR} \approx \frac{1}{4\delta} \qquad (5\text{-}136)$$

由此可见，提高共模抑制比的主要措施是提高外部回路电阻的匹配精度．若在匹配电阻时，有意识的使两对匹配电阻 R_{f1} 和 R_{f3}，R_{F1} 和 R_{f2} 中，一个电阻的公差与另一个的公差极性相反，但大小相等，可望将共模抑制比提高约一个数量级．

3. 失调和漂移误差

A_1 的反相作用能使两只组件的失调误差相互抵消．这个电路折合到输入端的失调及其漂移误差电压为

$$U'_{sr} = \frac{R_f}{R_F} U'_{os2} + (1+n)(U'_{os2} - U'_{os1}) + R_f(I'_{os2} - I'_{os1}) \qquad (5\text{-}137)$$

上式表明，若在选用 A_1 和 A_2 时，使两者漂移参数接近，将有助于减小漂移误差．

4. 增益调节

这种电路的另一优点是增益调节方便，且具有线性调节特性，改变电阻 R_F 的值就实现了增益的线性调节，而且不影响电路的 CMRR．

习　题

题 5-17　设计一个 $K_F = 20$，$r_{srd} \geqslant 20\ \text{k}\Omega$ 的基本差动放大器，并按 $\text{CMRR}_R = 80\ \text{dB}$ 确定各电阻的公差．

题 5-18 将电阻应变计置于基本差动运算放大器的反馈回路中，组成线性电桥放大器，可用来测量应变计的电阻相对变化量 δ，电路如图 5-45 所示. 试求:

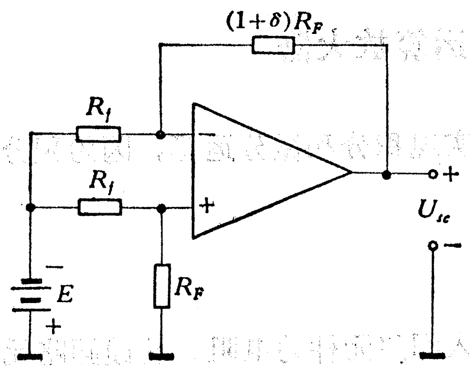


图 5-45　线性电桥运算放大器

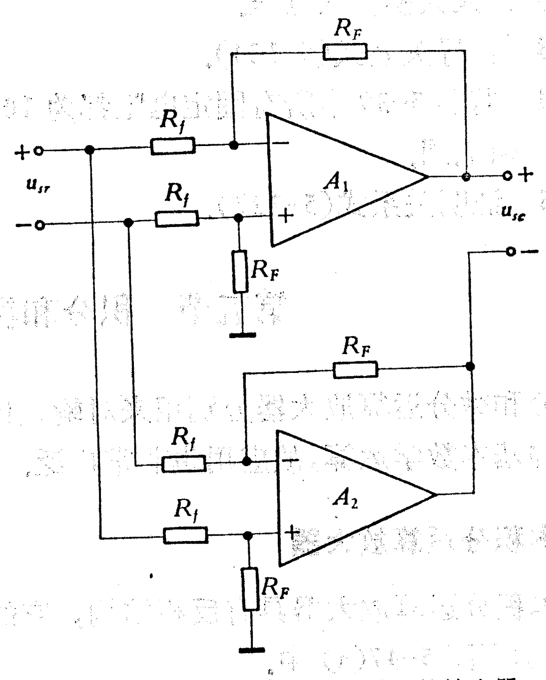


图 5-46　并联组合差动运算放大器

(1) 分析电路的工作方式与基本差动运算放大器的异同;

(2) 证明 U_{sc} 与 δ 的关系为

$$U_{sc}=\frac{R_FE}{R_f+R_F}\delta \tag{5-138}$$

(3) 在 $E=15\text{ V}$，$R_f=1\text{k}\,\Omega$ 和 $R_F=100\,\Omega$ 的条件下，绘制 $U_{sc}=f(\delta)$ 的关系曲线.

题 5-19 两个基本差动运算放大器能并联组成一个新的差动运算放大器，电路如图5-46所示. 试求:

(1) 闭环增益 K_F;

(2) 与基本差动运算放大器相比，电路有何优缺点?

题 5-20 图 5-34 的基本差动运算放大器的参数为: $R_{f1}=R_{t1}=R_f=10\text{k}\Omega$，$R_{F1}=R_{t2}=R_F=100\text{ k}\Omega$，电阻公差 $\delta=\pm 0.1\%$，放大器参数如表 5-3 所示. 试求:

(1) K_F，r_{srd}，r_{src}，K_{Fc}，CMRR 和 -3 dB 带宽 f_F;

(2) 失调在输出端和输入端引起的误差电压;

(3) 当温度变化 30℃，温漂误差电压 $\Delta U_{sr}=?$ 若要求温漂误差电压不超过信号电压的 1%，求允许的最小输入电压;

(4) 若只考虑 K_0 的影响，实际闭环增益 $K_F'=?$ 闭环增益相对误差为多少?

题 5-21 推导关系式(5-109).

题 5-22 在图 5-37 中，若 $R_f=3\text{ k}\Omega$，$R_F=9\text{ k}\Omega$，R_W 由 800Ω 固定电阻和 8.2 kΩ 电位器串联组成，电阻匹配公差 $\delta=\pm 0.1\%$，A_1 和 A_2 的额定输出电压范围相同，都为 ±10V，它们的共模抑制比分别为 $\text{CMRR}_1=80$ dB，$\text{CMRR}_2=74$ dB. 试求:

(1) K_F 的调节范围;

(2) 定量绘制增益调节特性；

(3) K_F 为最小值时的 CMRR = ?

(4) 最大共模输入电压.

题 5-23 推导关系式(5-124).

题 5-24 若图 5-39 中所有固定电阻都为 100 kΩ, 试确定满足 $K_F = 2—100$ 的 R_W 的阻值范围.

题 5-25 证明关系式(5-127).

第五节 积分和微分运算放大器

积分和微分运算放大器分别用来对输入信号实现积分和微分运算，因为积分和微分也是一种基本数学运算,故应用也非常广泛.

一、基本积分运算放大器

基本积分运算放大器具有反相结构，它的输入回路元件为电阻，反馈回路元件为电容,电路示于图 5-47(a) 中.

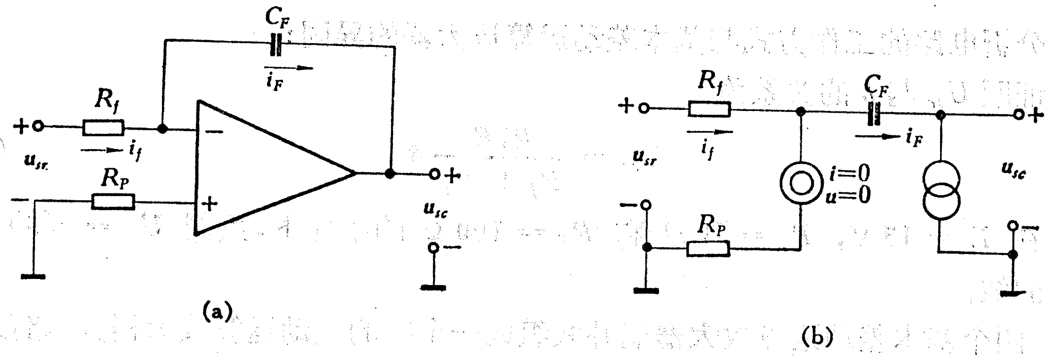


图 5-47 基本积分运算放大器

(a) 电路； (b) 等效电路.

根据图 5-47(b) 的等效电路,有

$$i_f = \frac{u_{sr}}{R_f} = i_F$$

这样

$$u_{sc} = -\frac{1}{C_F}\int i_F dt = -\frac{1}{R_f C_F}\int u_{sr} dt$$

可见,输出电压 u_{sc} 是输入电压 u_{sr} 的积分. 习惯上,常令

$$\tau_F = R_f C_F \tag{5-139}$$

τ_F 叫做积分器的积分时间常数. 所以输出-输入关系可改写为

$$u_{sc} = -\frac{1}{\tau_F}\int u_{sr} dt \tag{5-140}$$

基本积分运算放大器能精确实现积分运算的关键在于反相端为“虚地”,“虚地”现象保证了电容器的充电电流正比于输入电压，也保证了电容器两端的电压在数值上等于输出电压. 以后将会看到,不论什么原因使反相端偏离“虚地”时,都将引起积分运算误差.

积分运算放大器的输出-输入关系也常用频率特性和传递函数表示．由式(5-9)和式(5-10)可得

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-\frac{1}{j\omega\tau_F} \tag{5-141}$$

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=-\frac{1}{\tau_F s} \tag{5-142}$$

由式(5-11)决定的输入电阻为

$$r_{sr}=R_f \tag{5-143}$$

像反相比例运算放大器一样，同相端的补偿电阻 R_P 用以补偿偏置电流的影响，由本节之三可知，若使

$$R_P=\frac{I'_{b-}}{I'_{b+}}R_f$$

则偏置电流产生的积分漂移将完全得到补偿．在一般补偿中，为了减小选配电阻的工作量，常取

$$R_P=R_f \tag{5-144}$$

这时，偏置电流的影响也能大幅度减小．

在积分器的应用中，还应注意运算放大器的输出电压和输出电流不允许超过它的额定工作电压 U_{scM} 和工作电流 I_{scM}．考虑到 $i_f=i_F$，有

$$\frac{u_{sr}}{R_f}=-C_F\frac{du_{sc}}{dt}$$

这样，可将上述条件表述为

$$\begin{cases}|u_{sc}|=\left|\dfrac{1}{\tau_F}\displaystyle\int u_{sr}dt\right|\leqslant u_{scM}\\ \left|C_F\dfrac{du_{sc}}{dt}+i_{fz}\right|=\left|i_{fz}-\dfrac{u_{sr}}{R_f}\right|\leqslant I_{scM}\end{cases} \tag{5-145}$$

式中，i_{fz} 是积分器的负载电流．

例 5-27 已知 $R_f=10\ \text{k}\Omega$，$C_F=0.1\ \mu\text{F}$，$U_{scM}=10\ \text{V}$，$I_{scM}=5\ \text{mA}$，i_{fz} 的最大范围为 ± 2.5 mA．则有

$$\tau_F=R_fC_F=10\times10^3\times0.1\times10^{-6}=10^{-3}\text{sec}$$

$$r_{sr}=R_f=10\ \text{k}\Omega$$

$$R_P=R_f=10\ \text{k}\Omega$$

当输入电压为直流电压 U_{sr}，由式(5-145)得

$$|U_{sr}|t\leqslant U_{scM}\tau_F=10\times10^{-3}=10^{-2}\text{V}\cdot\text{sec}$$

$$|U_{sr}|\leqslant(I_{scM}-i_{fz})R_f=(5-2.5)\times10=25\ \text{V}$$

这就是说，由于输出电压有限，输入电压与积分时间之积不得超过 10^{-2} 伏秒．由于输出电流有限，输入电压不得超过 25 V．

若输入电压为交流电压

$$u_{sr}=U_m\sin\omega t$$

有

$$u_{sc}=-\frac{1}{\tau_F}\int u_{sr}dt=-\frac{1}{\tau_F}\int U_m\sin\omega t\,dt=\frac{U_m}{\tau_F\omega}\cos\omega t$$

则输出电压有限限定的应用条件是

$$\frac{U_m}{\omega} \leqslant U_{scM}\tau_F$$

或

$$\frac{U_m}{f} \leqslant 2\pi\tau_F U_{scM} \approx 0.0628\ \text{V}\cdot\text{sec}$$

输出电流有限限定的应用条件为

$$U_m \leqslant 25\ \text{V}$$

可见,在放大器输出电压和输出电流有限的条件下,交流输入信号的频率愈低,允许的信号幅度也愈小。当 U_m 达到输出电流有限所限定的最大值 $U_m = 25$ V 时,交流信号频率不得低于

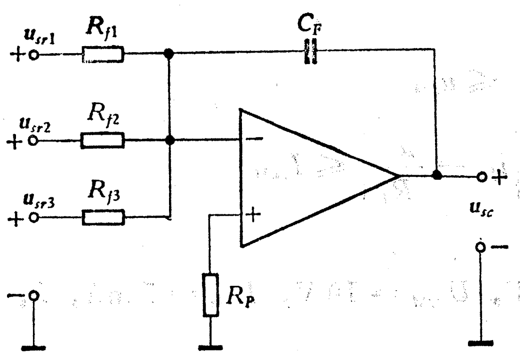
$$f \geqslant \frac{(I_{scM} - i_{fz})R_f}{2\pi U_{scM}\tau_F} \approx \frac{25}{0.0628} \approx 398\ \text{Hz}$$

二、其他形式的积分运算放大器

在基本积分运算放大器的基础上,对外部电路和元件进行适当修改,就能实现其他形式的积分运算.

1. 求和积分运算放大器

在图 5-47 的基本积分器中,将输入回路数目扩大,就组成了求和积分运算放大器,电路如图 5-48 所示.



$(R_P = R_{f1}//R_{f2}//R_{f3})$

图 5-48 求和积分运算放大器

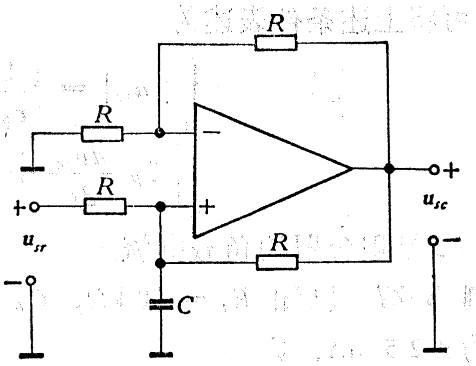


图 5-49 同相积分运算放大器

不难证明,图 5-48 电路的输出-输入关系为

$$u_{sc}(t) = -\frac{1}{C_F}\int\left(\frac{u_{sr1}}{R_{f1}} + \frac{u_{sr2}}{R_{f2}} + \frac{u_{sr3}}{R_{f3}}\right)dt \tag{5-146}$$

当 $R_{f1} = R_{f2} = R_{f3} = R_f$ 时,上式变为

$$u_{sc}(t) = -\frac{1}{\tau_F}\int(u_{sr1} + u_{sr2} + u_{sr3})dt \tag{5-147}$$

式中

$$\tau_F = R_f C_F$$

2. 同相积分运算放大器

基本积分运算放大器的积分电容也可改接到同相侧,组成同相积分器.

图 5-49 是同相积分运算放大器的原理图，它的输出-输入关系为

$$u_{sc}(t)=\frac{2}{RC}\int u_{sr}dt \tag{5-148}$$

在实际应用中，要注意选择外部回路各电阻的匹配公差，否则，电路可能不稳定.

另一种形式的同相积分运算放大器参见式(5-150)所对应的电路.

3. 差动积分运算放大器

将基本积分运算放大器同相侧的电路按平衡对称结构组织，就组成了差动积分运算放大器，电路如图 5-50(a) 所示，它的输出-输入关系为

$$u_{sc}(t)=\frac{1}{RC}\int u_{sr}dt=\frac{1}{RC}\int(u_{sr2}-u_{sr1})dt \tag{5-149}$$

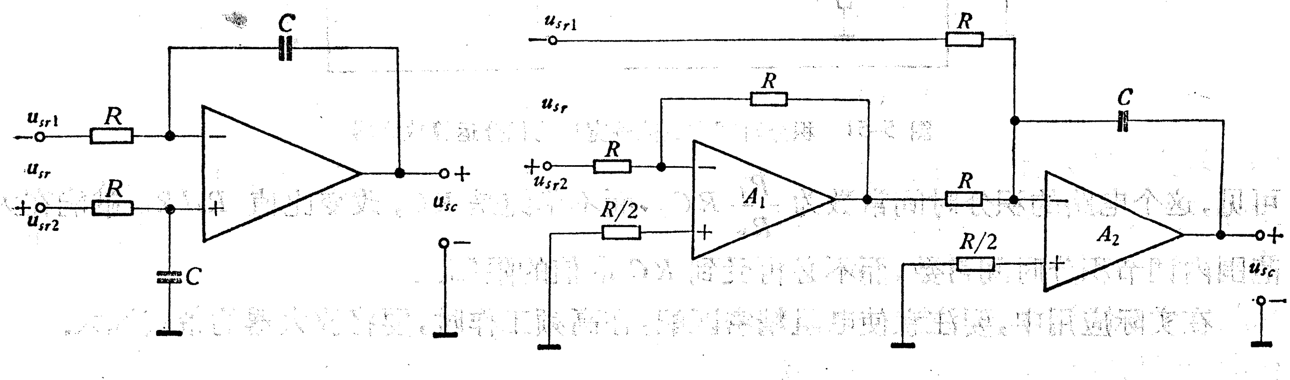


图 5-50　差动积分运算放大器

像基本差动运算放大器一样，图(a)的差动积分运算放大器的外部回路元件也必须严格匹配，才能保证有较高的共模抑制比，这个电路的优点是只用一只组件就可实现差动积分运算，缺点是设置起始条件和建立保持状态比较复杂，这是因为该电路用了两只积分电容，而要保证两只电容的工作状态在运算过程中完全相同是十分困难的. 利用两个放大器实现差动积分运算可少用一只积分电容，从而使起始条件的设置和保持状态的建立都大为简便，电路如图(b)所示.不难看出，这个电路的输出-输入关系仍由式(5-149)描述.

在图 5-50 中，若使 $u_{sr1}=0$，即将该端接地，则电路变成同相积分器，这时有

$$u_{sc}(t)=\frac{1}{RC}\int u_{sr2}dt \tag{5-150}$$

4. 积分时间常数范围宽广的积分器

在上述一只组件组成的积分器中，积分时间常数由 RC 决定，当 RC 过小时，积分漂移将加大[参见式(5-153)]；当 RC 过大时，电容器漏电和电路寄生参数的影响将增强，所以这类积分器的积分时间常数的取值范围是有限定的. 利用两只组件可组成时间常数取值范围很宽的积分运算放大器，电路如图 5-51 所示，它的积分时间常数取值范围可以小到 1 ns 而长到 1000 sec，能充分满足客观需要，而又不会遇到上述麻烦.

在图 5-51 所示符号下，可得

$$u_{sc1}=-\frac{R_F}{R_f}u_{sr}+u_{sc}$$

$$RC\frac{du_{sc}}{dt}+u_{sc}=u_{sc1}$$

合并上列两式，得

$$u_{sc}(t)=-\frac{R_F}{R_fRC}\int u_{sr}dt \tag{5-151}$$

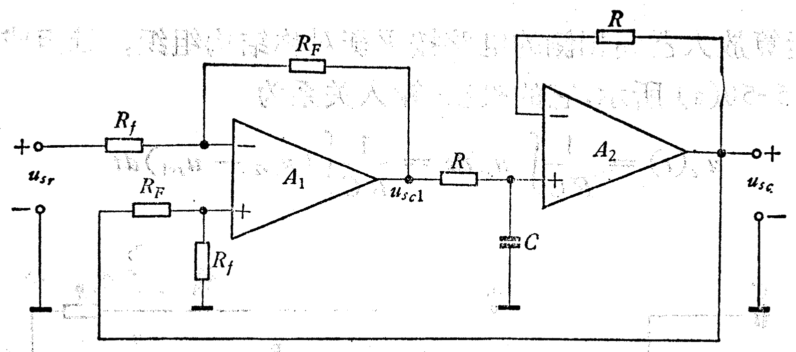


图 5-51 积分时间常数范围宽广的积分运算放大器

可见，这个电路的积分时间常数为 $\frac{R_f}{R_F}RC$，而不单纯是 RC，改变比值 R_f/R_F 就能在大范围内调节积分时间常数，而不必再受到 RC 取值的限制.

在实际应用中，要注意使电阻精密匹配，在高频工作时，要将放大器的带宽选大.

三、积分器的运算误差和参数选择

运算放大器和积分电容器的性能不理想时都将产生运算误差. 积分运算放大器的定态误差主要取决于放大器的失调及其漂移、有限的直流开环增益 K_0、以及积分电容器的泄漏电阻等.动态误差主要取决于放大器的带宽有限和积分电容器的介质吸附效应等.下面分析基本积分运算放大器的运算误差.

1. 失调和漂移误差

利用式(5-40)的推导方法，可得失调及其漂移在基本积分运算放大器输出端产生的误差电压为

$$u'_{sc}(t, T)=\frac{1}{\tau_F}\int U'_{os}dt+\frac{1}{C_F}\int\left(1-\frac{R_P}{R_f}\right)I'_b dt$$
$$+\frac{1}{C_F}\int\left(1+\frac{R_P}{R_f}\right)\frac{I'_{os}}{2}dt+U'_{os}-R_PI'_b+\frac{R_P}{2}I'_{os}$$

或者表示为

$$u'_{sc}(t, T)=\frac{1}{\tau_F}\int U'_{os}dt+\frac{1}{C_F}\int\left(I'_{b-}-\frac{R_P}{R_f}I'_{b+}\right)dt+U'_{os}-R_PI'_{b+}$$

可见，若取 $R_P=(I'_{b-}/I'_{b+})R_f$，积分漂移将最小，上式变为

$$u'_{sc}(t, T)=\frac{1}{\tau_F}\int U'_{os}dt+U'_{os}-R_fI'_{b-}$$

不过，按条件 $R_P=(I'_{b-}/I'_{b+})R_f$ 补偿时，费时较多，不利于批量生产，通常按式(5-144)补

偿，使 $R_P = R_f$，这时，输出端的漂移电压为

$$u'_{sc}(t, T) = \frac{1}{\tau_F}\int U'_{os}dt + \frac{1}{C_F}\int I'_{os}dt + U'_{os} - R_P I'_{b+} \qquad (5\text{-}152)$$

由式(5-152)可以看出，在实际积分运算放大器中，零输入信号不会导致零输出信号或使输出信号维持自己的起始值不变．虽然通过 R_P 的补偿作用能降低漂移误差，但在失调及其漂移的作用下，输出电压仍将随时间不断向一个方向变去，出现所谓“积分漂移”现象．积分漂移反映了积分电容对失调及其漂移不断进行积分的物理本质．如果对积分漂移不采取相应对策，轻则限定积分时间的长短，重则使放大器进入饱和，无法正常进行积分运算．

在 $U'_{os} - R_P I'_{b+}$ 随时间变化不大时，由上述各式可得积分漂移速度为

$$\begin{cases} \dfrac{du'_{sc}(t)}{dt} = \dfrac{1}{\tau_F}U'_{os} & \left(\text{当 } R_P = \dfrac{I'_{b-}}{I'_{b+}}R_f\right) \\ \dfrac{du'_{sc}(t)}{dt} = \dfrac{1}{\tau_F}U'_{os} + \dfrac{1}{C_F}I'_{os} & (\text{当 } R_P = R_f) \\ \dfrac{du'_{sc}(t)}{dt} = \dfrac{1}{\tau_F}U'_{os} + \dfrac{1}{C_F}I'_{b-} & (\text{当 } R_P = 0) \end{cases} \qquad (5\text{-}153)$$

由此可见，减小积分漂移的主要措施有：第一，应选用失调及其漂移小的运算放大器，特别是对放大器的 I'_b 和 I'_{os} 指标更要慎重．第二，根据实际情况选用适当的补偿条件，确定 R_P 值．第三，在积分时间常数 τ_F 一定的条件下，应尽可能将积分电容 C_F 选大．不过，电容量的上限值常受其他条件的限制．一般来说，电容量愈大，电容器的泄漏电阻也随之下降，它所旁路的积分电流或泄漏电流加大，从而引入新的积分运算误差或使保持性能变坏；τ_F 一定时，加大 C_F，势必减小 R_f，导至电路的输入电阻减小，这常为信号源或前级电路所不允许；在放大器输出电流有限的条件下，C_F 的加大会进一步降低积分器的积分速度(详见下述动态误差分析)．故采用本措施时，要权衡利弊，全面考虑．第四，减小各种流向积分电容的漏电流．第五，在积分运算开始之前或在运算过程的间歇时间里，通过调零将已有的积分漂移补偿掉，等等

例 5-28 若 $\tau_F = 10^{-3}$sec，$U'_{os} = 1$ mV，$I'_b = 100$ nA，$I'_{os} = 10$ nA，当取 $R_f = 10$ kΩ，$C_F = 0.1\ \mu$F 时，由式(5-153)可得

$$\frac{du'_{sc}(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_F}U'_{os} = 1\ \text{V/sec} \qquad \left(\text{当 } R_P = \frac{I'_{b-}}{I'_{b+}}R_f\right)$$

$$\frac{du'_{sc}(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_F}U'_{os} + \frac{1}{C_F}I'_{os} = 1.1\ \text{V/sec} \qquad (\text{当 } R_P = R_f)$$

$$\frac{du'_{sc}(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_F}U'_{os} + \frac{1}{C_F}I'_{b-} = 2.05\ \text{V/sec} \qquad (\text{当 } R_P = 0)$$

当取 $R_f = 1$ kΩ，$C_F = 1\ \mu$F 时，上述值分别为

$$\frac{du'_{sc}(t)}{dt} = 1\ \text{V/sec} \qquad \left(\text{当 } R_P = \frac{I'_{b-}}{I'_{b+}}R_f\right)$$

$$\frac{du'_{sc}(t)}{dt} = 1.01\ \text{V/sec} \qquad (\text{当 } R_P = R_f)$$

$$\frac{du'_{sc}(t)}{dt} = 1.105\ \text{V/sec} \qquad (\text{当 } R_P = 0)$$

上列计算结果充分表明了各种补偿条件和电容取值不同时的影响.

2. 动态误差

(1) 实际积分器的频率特性

正如前述,运算放大器常具有单极点的频率特性,它由式(5-1)表述. 由式(5-46),可得积分运算放大器的反馈系数

$$F(j\omega)=\frac{Z_f}{Z_f+Z_F}=\frac{j\omega\tau_F}{1+j\omega\tau_F} \tag{5-154}$$

将上式和式(5-1)代入式(5-45),整理后,得

$$K'_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{-K_0}{1-\omega^2\tau_F\tau_0+j\omega[\tau_0+(1+K_0)\tau_F]}$$

通常有 $K_0\gg1$, $K_0\tau_F\gg\tau_0$, 所以上式可简化为

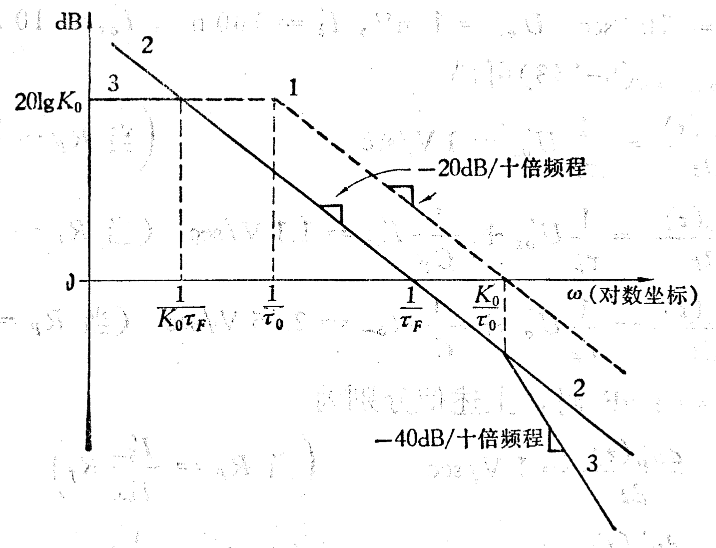
$$K'_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}\approx\frac{-K_0}{(1+j\omega K_0\tau_F)\left(1+j\omega\frac{\tau_0}{K_0}\right)} \tag{5-155}$$

由式(5-155)可以看出,实际积分运算放大器的频率特性具有两个实数极点,与理想积分运算放大器是有较大差别的. 在图 5-52 中,同时示出了运算放大器、理想积分器和实际积分器的对数幅频特性,以资比较. 由图中特性可知,实际积分器与理想积分器的幅频特性之间的主要差别在低频段和高频段.

在低频段,由于 $\frac{\omega\tau_0}{K_0}\ll1$, 式(5-155)可近似为

$$K'_F(j\omega)\approx\frac{-K_0}{1+j\omega K_0\tau_F}$$

这时,积分器犹如一个一阶惯性环节,它的直流增益为 K_0, 时间常数为 $K_0\tau_F$, 与理想关系式(5-141)相比可知, 形成这种差别的主要原因是放大器的直流开环增益 K_0 不等于无穷大,导致 $\omega<\frac{1}{K_0\tau_F}$ 的频段上,幅频特性变得平坦.



1——运算放大器的开环幅频特性 $K_0(\omega)$
2——理想积分器的幅频特性 $K_F(\omega)$
3——实际积分器的幅频特性 $K'_F(\omega)$

图 5-52 积分运算放大器的对数幅频特性

在高频段，由于 $\omega K_0\tau_F \gg 1$，式(5-155)可近似为

$$K'_F(j\omega) \approx \frac{-\frac{1}{j\omega\tau_F}}{1 + j\omega\frac{\tau_0}{K_0}}$$

与理想关系式(5-141)相比可知，它多了一个惯性环节，形成这种差别的主要原因是放大器的增益-带宽积 K_0/τ_0 不是无穷大，致使在 $\omega > \frac{K_0}{\tau_0}$ 的频段上，特性不是继续按 -20 dB/十倍频程衰减，而是按 -40 dB/十倍频程衰减.

实际频率特性与理想频率特性之间的差异将引起频域误差和时域误差.

(2) 频域误差

当积分器的输入信号为正弦信号时，非理想的频率特性将产生频域误差. 为了分析频域误差，可将实际积分器的频率特性方程(5-155)改写成

$$K'_F(j\omega) \approx \frac{-\frac{1}{j\omega\tau_F}}{\left(1 + \frac{1}{j\omega K_0\tau_F}\right)\left(1 + j\omega\frac{\tau_0}{K_0}\right)}$$

可见，它的幅频特性 $K'_F(\omega)$ 和相频特性 $\Phi'_F(\omega)$ 可分别表示为

$$K'_F(\omega) \approx \frac{\frac{1}{\omega\tau_F}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right)^2\right]\left[1 + \left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right)^2\right]}}$$

$$\Phi'_F(\omega) \approx -\pi - \frac{\pi}{2} - \mathrm{tg}^{-1}\left(-\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right) - \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right)$$

所以幅度相对误差 $\delta(\omega)$ 和相位误差 $\Delta\Phi(\omega)$ 分别为

$$\delta(\omega) = \frac{K'_F(\omega) - K_F(\omega)}{K_F(\omega)}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right)^2\right]\left[1 + \left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right)^2\right]}} - 1 \tag{5-156}$$

$$\Delta\Phi(\omega) = \Phi'_F(\omega) - \Phi_F(\omega)$$

$$= \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right) - \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right) \tag{5-157}$$

上述误差公式表明，频域误差取决于实际积分器的转折角频率 $1/K_0\tau_F$、放大器的开环增益-带宽积 K_0/τ_0 以及信号角频率 ω. 当 $1/K_0\tau_F$ 愈大、K_0/τ_0 愈小，幅度误差就愈大. $1/K_0\tau_F$ 产生相位超前误差，K_0/τ_0 引起相位滞后误差. 两项误差所占比重与积分器的工作频率有关. 这里有三种不同情况，现分述如下:

第一，低频段. 低频段系指积分器输入信号角频率位于零到 $1/K_0\tau_F$ 附近的频段. 这时，有 $\omega \ll K_0/\tau_0$，即 $\tau_0\omega/K_0 \ll 1$，所以幅度相对误差 $\delta(\omega)$ 可近似为

$$\delta(\omega) \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right)^2}} - 1$$

相位误差可近似为

$$\Delta\Phi(\omega) \approx \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right) - \frac{\tau_0}{K_0}\omega \approx \mathrm{tg}^{-1}\frac{1}{K_0\tau_F\omega}$$

相位误差呈现超前误差．上述误差近似式表明，在低频段上，实际积分器误差相当可观，所以低频段是精密积分器的非工作频段．

第二，高频段．高频段系指信号角频率从 K_0/τ_0 附近一直延伸到无穷大的频段．这时，有 $\omega \gg 1/K_0\tau_F$，即 $1/K_0\tau_F\omega \ll 1$，所以幅度相对误差 $\delta(\omega)$ 可近似为

$$\delta(\omega) \approx \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right)^2}} - 1$$

相位误差则呈现滞后误差

$$\Delta\Phi(\omega) \approx \frac{1}{K_0\tau_F\omega} - \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right) \approx -\mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right)$$

这个频段的误差也十分可观，也是精密积分器的非工作频段．

第三，中频段——积分器正常工作频段．中频段系指信号频率位于 $1/K_0\tau_F \ll \omega \ll K_0/\tau_0$ 之间的频段．这时，有 $K_0\tau_F\omega \gg 1$，$\omega\tau_0/K_0 \ll 1$，所以幅度相对误差差不多为零

$$\delta(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[1+\left(\frac{1}{K_0\tau_F\omega}\right)^2\right]\left[1+\left(\frac{\tau_0}{K_0}\omega\right)^2\right]}} - 1 \approx 0$$

相位误差可近似为

$$\Delta\Phi(\omega) \approx \frac{1}{K_0\tau_F\omega} - \frac{\tau_0\omega}{K_0}$$

当 $\omega = 1/\sqrt{\tau_F\tau_0}$，相位误差也几乎为零；当 $\omega < 1/\sqrt{\tau_F\tau_0}$，相位误差呈现超前误差；当 $\omega > 1/\sqrt{\tau_F\tau_0}$，相位误差呈现滞后误差．因此，实际积分器的信号工作角频率应尽可能落在 $\omega = 1/\sqrt{\tau_F\tau_0}$ 附近，以便使误差最小．

上述分析充分说明，为了扩大积分器的正常工作频段和减小频域误差，主要措施是提高放大器的直流开环增益 K_0 和开环增益-带宽积 K_0/τ_0．若能采用较大的积分时间常数 τ_F，对加宽工作频段也是十分有益的．当信号角频率所占频段不宽时，若能将它落在 $1/\sqrt{\tau_F\tau_0}$ 附近，对提高运算精度也颇为有效．

(3) 时域误差

实际积分运算放大器的时域误差可用阶跃输入响应来考察．在阶跃输入信号作用下，理想积分器的输出是时间的线性函数，但在放大器的增益-带宽积和直流开环增益有限的条件下，实际积分器的输出不再是时间的线性函数，在响应初期，它有时间滞后，在响应后期，响应变平缓．

在式(5-62)的负阶跃输入作用下，将它的拉普拉斯变换 $-E_{sr}/s$ 代入理想积分器的关系式(5-142)，得

$$U_{sc}(s) = \frac{1}{\tau_F s}\frac{E_{sr}}{s}$$

上式的拉普拉斯反变换就是理想积分器的阶跃响应

$$u_{sc}(t) = \frac{E_{sr}}{\tau_F}t \tag{5-158}$$

因为式(5-155)的传递函数是

$$K_F'(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}\approx\frac{-K_0}{(1+K_0\tau_F s)\left(1+\frac{\tau_0}{K_0}s\right)}$$

所以，当同一阶跃输入信号加到实际积分器上时，可得

$$U_{sc}(s)=K_F'(s)U_{sr}(s)\approx\frac{K_0}{(1+K_0\tau_F s)\left(1+\frac{\tau_0}{K_0}s\right)}\frac{E_{sr}}{s}$$

上式的拉普拉斯反变换就是实际积分器的阶跃响应

$$u_{sc}(t)=\frac{K_0^2E_{sr}}{K_0^2\tau_F-\tau_0}\left[K_0\tau_F-\frac{\tau_0}{K_0}-K_0\tau_F e^{-\frac{t}{K_0\tau_F}}+\frac{\tau_0}{K_0}e^{-\frac{K_0}{\tau_0}t}\right]$$

上式右边括号中的最后一项衰减很快，幅度也小，可略去不计．此外，常有 $K_0^2\tau_F\gg\tau_0$，故上式可近似为

$$u_{sc}(t)\approx\frac{E_{sr}}{\tau_F}\left(K_0\tau_F-\frac{\tau_0}{K_0}-K_0\tau_F e^{-\frac{t}{K_0\tau_F}}\right)$$

在实际应用中，考虑到放大器的额定工作范围有限，积分时间有限，所以有实际意义的瞬态过程时间并不长．这样，在 $t\ll K_0\tau_F$ 的时间领域内，可将上式右边括号中的指数函数展成幂级数

$$u_{sc}(t)\approx\frac{E_{sr}}{\tau_F}\left\{K_0\tau_F-\frac{\tau_0}{K_0}-K_0\tau_F\left[1-\frac{t}{K_0\tau_F}+\frac{1}{2}\left(\frac{t}{K_0\tau_F}\right)^2-\frac{1}{6}\left(\frac{t}{K_0\tau_F}\right)^3+\cdots\right]\right\}$$

$$=\frac{E_{sr}}{\tau_F}\left(t-\frac{\tau_0}{K_0}-\frac{t^2}{2K_0\tau_F}+\frac{t^3}{6K_0^2\tau_F^2}-\cdots\right)\qquad(5\text{-}159)$$

对比式(5-158)和式(5-159)可知，理想积分器和实际积分器的阶跃响应差别发生在响应的初期和后期．

在响应初期，t 很小，式(5-159)中的 $t^2/2K_0\tau_F$ 等时间的高次项可略去不计，实际积分器的输出可近似为

$$u_{sc}(t)\approx\frac{E_{sr}}{\tau_F}\left(t-\frac{\tau_0}{K_0}\right)$$

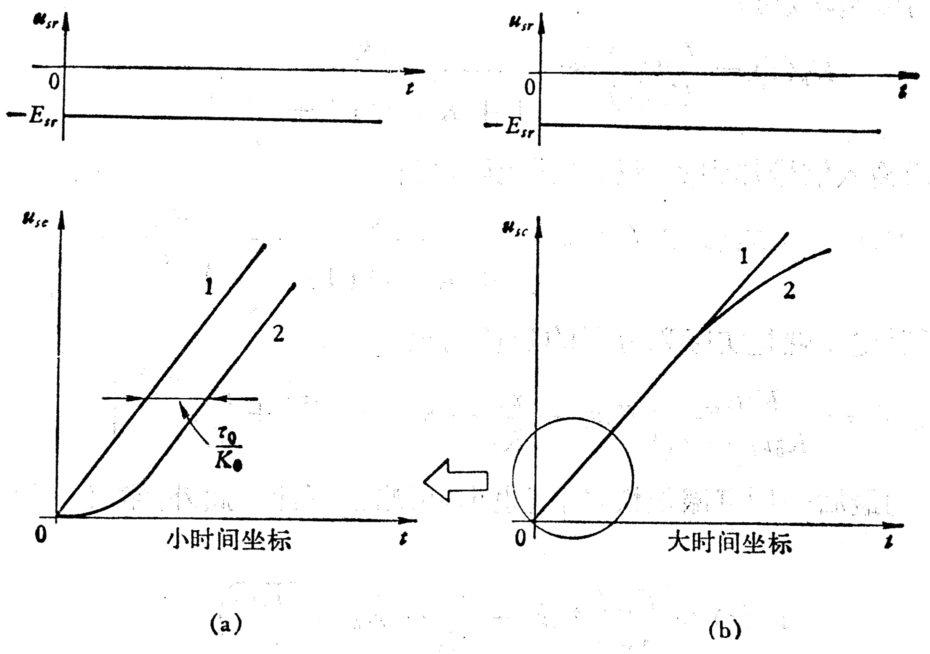
与理想响应式(5-158)相比，实际响应有一时间滞后 τ_0/K_0，它由有限的增益-带宽积产生并等于增益-带宽积的倒数．毫无疑问，欲降低此积分滞后时间，应当加大放大器的增益-带宽积．以 5G24 为例，由于 $K_0=10^5$，$\tau_0=1/20\pi$（秒），故有限的增益-带宽积所引进的滞后时间约为 $0.16\mu s$．实际积分器响应初期的特性示于图 5-53(a) 中．

在响应后期，t 较大，式(5-159)中的 τ_0/K_0 项可略去不计，实际积分器的输出可近似为

$$u_{sc}(t)\approx\frac{E_{sr}}{\tau_F}\left(t-\frac{t^2}{2K_0\tau_F}+\frac{t^3}{6K_0^2\tau_F^2}-\cdots\right)$$

与理想响应式(5-158)相比可知，随着积分时间的加长，积分误差加大，响应特性的斜率在数值上愈来愈小．为了减小此项误差，应加大放大器的直流开环增益 K_0．阶跃响应后期的特性示于图 5-53(b) 中，该图的时间坐标是大时间刻度坐标．

最后还必须指出，积分电容 C_F 的最大充电电流由运算放大器的最大输出电流 I_{scM} 所限定，从而限定了积分器的最大积分速度



1——理想特性； 2——实际特性.

图 5-53 积分运算放大器的阶跃响应特性

(a) 瞬变初期； (b) 瞬变后期.

$$\left(\frac{du_o(t)}{dt}\right)_{\max}=\frac{I_{scM}}{C_F}$$

举例来说，若 $C_F=1\ \mu\text{F}$，$I_{scM}=5\ \text{mA}$，则最大积分速度为 $5\times10^{-3}\ \text{V}/\mu\text{s}$. 不言而喻，积分器输出电压的正常变化速度应比上述值低，否则引入新的误差. 在 I_{scM} 已选定的条件下，减小 C_F 的值能提高积分器的工作速度.

(4) 介质吸附效应的影响

积分电容器的介质吸附效应也产生动态误差，特别是当积分器运算速度较高时，吸附效应的影响会更加突出.

在实际电容器中，电容器介质的偶极子及其介面极化的形成和消失都不可能瞬时实现，往往需要一定的时间，因而使电介质常数随信号频率和环境温度变化，不能视为常数. 这样，实际电容器不能简单地看成一个理想电容，从实际效果看，它相当于一个复杂的阻-容网络. 实际电容器的一种比较好的仿真模型如图 5-54(a) 所示[2]. 图中，C 为理想电容值，R_0 为电容器的泄漏电阻，其余的阻-容网络则为介质吸附效应的仿真. 实验分析表明，这些阻-容电路的时间常数相差很大，可从几十毫秒到几十秒. 这样，若以恒压电源对实际电容充电，当充电时间尚未比最大阻-容支路的时间常数大很多时就将电源切断，则介质吸附效应将使电容两端电压回落，然后才达到某个稳态值. 倘若充电时间比最大阻-容支路的时间常数大得多，使每个阻-容支路中的电容都能充电到电源电压，然后切断电源并将电容短路，若短路时间不超过最大阻容支路的时间常数太多，则介质吸附效应会使电容器两端电压回升，最后将稳定在某个固定值上. 由此可见，实际电容器两端的电压不仅与现在的外界条件有关，还与它过去的状态有关，这正是介质吸附效应的表现，它将带来运算误差并使起始条件不准.

图 5-54(b) 是考虑了电容器吸附效应后的基本积分运算放大器，由图可得

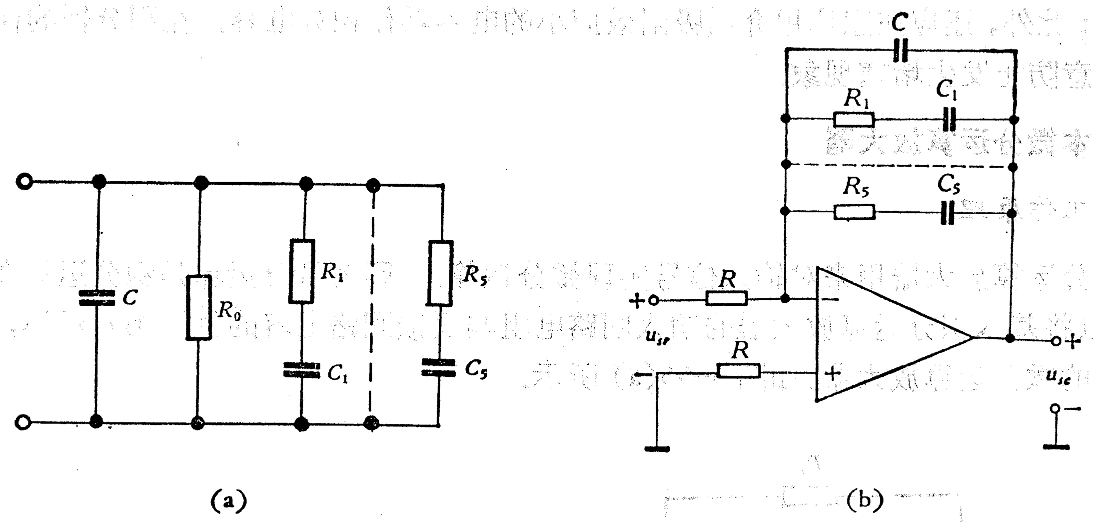


图 5-54 积分电容器的介质吸附效应及其影响

(a) 实际电容器的仿真电路; (b) 考虑电容器的吸附效应影响.

$$K'_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}\approx K_F(j\omega)\left(\frac{1}{1+\sum\limits_{n=1}^{5}\dfrac{C_n/C}{1+j\omega R_nC_n}}\right)$$

对 1 μF 的聚苯乙烯电容进行实验，所得参数如表 5-4 所示. 可见，一般有 $\sum\limits_{n=1}^{5}(C_n/C)\ll 1$,所以上式可简化为

$$K'_F(j\omega)\approx K_F(j\omega)\left(1-\sum_{n=1}^{5}\frac{C_n/C}{1+j\omega R_nC_n}\right)$$

由此可见,积分电容器的介质吸附效应也会产生频域误差和时域误差.

表 5-4 1μF 聚苯乙烯电容的介质吸附效应参数

n	C_n/C	R_nC(sec)	R_nC_n(sec)
1	1.40×10^{-4}	3.56×10^{6}	500
2	2.00×10^{-4}	2.50×10^{5}	50
3	2.70×10^{-4}	2.06×10^{4}	5.4
4	1.93×10^{-4}	3.03×10^{3}	0.585
5	1.20×10^{-4}	3.34×10^{2}	0.040

目前的电容器产品中,聚苯乙烯电容、钽电容和聚碳酸脂电容有较高的泄漏电阻和较弱的介质吸附效应,故可用作积分电容,以便减小积分运算误差.

3. 参数选择的考虑

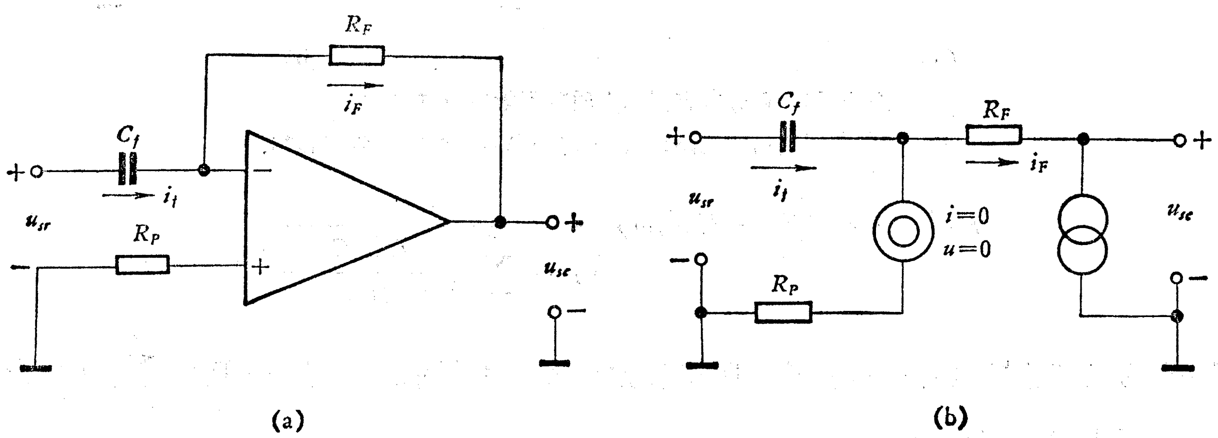
综上所述，基本积分运算放大器的积分时间常数仅取决于输入回路电阻和反馈回路电容之乘积,选用不同的电容电阻值就可设置不同的积分时间常数. 为了减小积分漂移，除了主要依靠选用失调及其漂移小的运算放大器外，合理的补偿措施，适当的调零方法，减小各种寄生漏电的对策，在时间常数为定值时选用较大的积分电容量等等，也是异常重要的. 为了减小积分器的动态误差，应选用增益-带宽积大的运算放大器；直流开环增益的选择也不可忽视;若能选用较大的积分时间常数,对加大实际积分器的工作频段也是

有益的；此外，还应注意选用介质吸附效应小的电容器作积分电容．在积分器的使用中，也要注意防止发生堵塞现象．

四、基本微分运算放大器

1. 工作原理

微分运算放大器用来对输入信号实现微分运算． 因为微分运算是积分运算的逆运算，所以将基本积分运算放大器的输入回路电阻与反馈回路电容的位置相互对换，就组成了简单的微分运算放大器，如图 5-55(a) 所示．



$(R_P=R_F)$

图 5-55 微分运算放大器原理图

(a) 电路； (b) 等效电路．

由图 5-55(b) 的等效电路可得

$$i_f = C_f \frac{du_{sr}}{dt}$$

$$i_f = i_F$$

所以

$$u_{sc} = -i_F R_F = -R_F C_f \frac{du_{sr}}{dt}$$

可见，输出电压 u_{sc} 是输入电压 u_{sr} 的微分．习惯上，常令

$$\tau_F = R_F C_f \tag{5-160}$$

叫做微分器的微分时间常数．故输出-输入关系可改写成

$$u_{sc} = -\tau_F \frac{du_{sr}}{dt} \tag{5-161}$$

微分运算放大器的输出-输入关系也可用频率特性和传递函数来表示．由式(5-9)和式(5-10)可知

$$K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = -j\omega\tau_F \tag{5-162}$$

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = -\tau_F s \tag{5-163}$$

由式(5-11)决定的输入阻抗为

$$Z_{sr}=\frac{1}{j\omega C_f} \tag{5-164}$$

根据平衡对称原则，补偿电阻应满足

$$R_P=R_F \tag{5-165}$$

2. *存在问题*

图 5-55(a) 的电路在原理上虽可实现微分运算，但在应用中还存在稳定性差、高频噪声大和输入阻抗偏低等实际问题，如不加以克服，很难付诸使用.

微分运算放大器的反馈系数可由式(5-46)得到

$$F(j\omega)=\frac{Z_f}{Z_f+Z_F}=\frac{1}{1+j\omega\tau_F} \tag{5-166}$$

若运算放大器具有单极点频率特性，则将式(5-1)和式(5-166)代入式(5-45)，可得原理性微分运算放大器的实际频率特性

$$K_F'(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{-j\omega\tau_F\left(\dfrac{K_0}{1+K_0}\right)}{\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2+2\zeta\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)+1}$$

因为 $K_0\gg1$，上式可近似为

$$K_F'(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}\approx\frac{-j\omega\tau_F}{\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2+2\zeta\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)+1}$$

$$=\frac{-j\omega\tau_F}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2+2\zeta\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)} \tag{5-167}$$

式中，二阶系统的固有振荡频率 ω_n 和阻尼系数 ζ 分别为

$$\begin{cases}\omega_n=\sqrt{\dfrac{1+K_0}{\tau_F\tau_0}}\approx\sqrt{\dfrac{K_0}{\tau_F\tau_0}}\\ \zeta=\dfrac{1}{2}(\tau_F+\tau_0)\sqrt{\dfrac{1}{(1+K_0)\tau_F\tau_0}}\approx\dfrac{1}{2}(\tau_F+\tau_0)\sqrt{\dfrac{1}{K_0\tau_F\tau_0}}\end{cases} \tag{5-168}$$

幅频特性为

$$K_F'(\omega)\approx\frac{\omega\tau_F}{\sqrt{\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2+\left(2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \tag{5-169}$$

因为总有

$$K_0\tau_F\tau_0\gg\frac{1}{4}(\tau_F+\tau_0)^2$$

所以阻尼系数总比一小得多，即

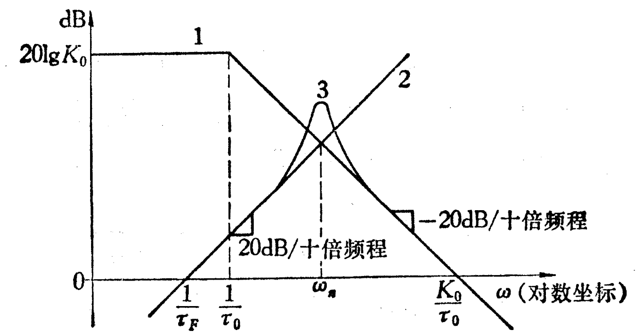
$$\zeta\ll1$$

这样，基本微分运算放大器的实际频率特性将由理想微分频率特性和欠阻尼二阶系统的频率特性组成，如图 5-56 所示. 为了便于比较，同一图中还示出了放大器和理想微分器的对数幅频特性.

由图 5-56 的特性不难看出，当 $\omega<\omega_n$ 时，原理性微分器的实际幅频特性与理想特

性相同，在 $\omega > \omega_n$ 时，则与放大器的开环幅频特性重合，在 $\omega = \omega_n$ 的附近，幅频特性出现共振峰，这是 $\zeta < 0.707$ 的必然结果．这个共振峰值可由式(5-169)求出

$$K'_{Fm} = K'_F(\omega_n) \approx \frac{\omega_n \tau_F}{2\zeta} \approx \frac{\tau_F K_0}{\tau_F + \tau_0} \tag{5-170}$$



1——放大器的开环幅频特性
2——理想微分器的幅频特性
3——实际微分器的幅频特性

图 5-56　原理性微分器的对数幅频特性

而在 $\omega = \omega_n$ 时的放大器的开环增益幅值为

$$K_0(\omega_n) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\tau_0 \omega_n)^2}} = K_0 \sqrt{\frac{\tau_F}{\tau_F + \tau_0 K_0}} \approx \sqrt{\frac{\tau_F K_0}{\tau_0}}$$

两者之差是比较大的．共振峰的存在将使微分器的斜坡响应发生振荡，稳定性很差，无法正常应用．

实际上，由式(5-167)可知，原理性微分运算放大器的实际传递函数可以写成

$$K'_F(s) \approx \frac{-\tau_F s}{\dfrac{s^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \dfrac{s}{\omega_n} + 1}$$

$$= \frac{-\dfrac{K_0}{\tau_0} s}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_n^2(1 - \zeta^2)}$$

在 $\zeta < 1$ 的条件下，上式可写为

$$K'_F(s) \approx \frac{-\dfrac{K_0}{\tau_0} s}{(s + \zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2})^2} \tag{5-171}$$

当输入为斜坡电压

$$u_{sr} = -at \tag{5-172}$$

时，它的拉普拉斯变换为 $-a/s^2$，将它代入式(5-171)，得

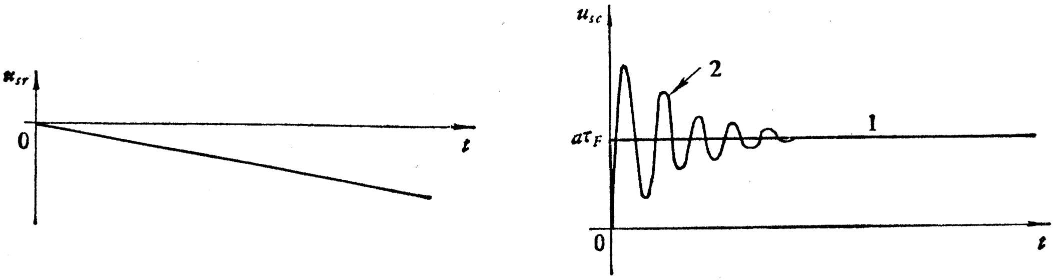
$$U_{sc}(s) = \frac{aK_0/\tau_0}{s[(s + \zeta\omega_n)^2 + (\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2})^2]}$$

由运算微积手册[3]，得上式的拉普拉斯反变换

$$u_{sc}(t) = a\tau_F \left\{1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin\left[\omega_n t + \mathrm{tg}^{-1}\left(-\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta}\right)\right]\right\}$$

考虑到 $\zeta \ll 1$，将式(5-168)代入上式，整理后，得原理性微分器的斜坡响应为

$$u_{sc}(t) = a\tau_F\left(1 - e^{-\frac{\tau_0+\tau_F}{2\tau_0\tau_F}t}\cos\sqrt{\frac{K_0}{\tau_0\tau_F}}t\right) \tag{5-173}$$



1——理想斜坡响应；2——实际斜坡响应。

图 5-57 原理性微分器的斜坡响应

在图 5-57 中，示出了原理性微分器的斜坡响应特性。由图可知，实际斜坡响应为指数衰减振荡，振荡频率为 $\omega_n \approx \sqrt{\frac{K_0}{\tau_0\tau_F}}$，衰减时间常数为 $\frac{2\tau_0\tau_F}{\tau_0+\tau_F}$，它与理想斜坡响应偏离很大。

原理性微分器的另一个严重缺点是高频噪声很高．这是因为在 $\omega=\omega_n$ 附近，增益有共振峰，这样，即使输入信号中不包含频率在 ω_n 附近的高频分量，运算放大器本身的、频率在 ω_n 附近的高频噪声也将被放大，因此，高频噪声完全有可能将有效信号淹没，使微分器无法正常工作。

原理性微分器的第三个缺点是在高频工作时的输入阻抗较低，这点可由式(5-164)直接看出。

上述三个问题，特别是前两个缺点，如不妥善解决，原理性微分器是无法完成微分运算的。

3. 补偿方法

从上述分析中不难看出，补偿的基本原则是避免频率特性出现共振峰，这就意味着必须加大阻尼系数 ζ，使它等于或接近于一．可见，所谓补偿，就是通过加大阻尼，避免振荡，抑制噪声。

最简便的补偿方法是在图 5-55(a) 的输入回路中串入一只电阻 R_f，电路如图 5-58(a) 所示．R_f 串入后，电路的 ζ 就不难提高到一．实质上，R_f 加入后，负反馈加强了，应用电路的性能将更多地取决于外部回路参数。

由图 5-58(a) 电路可得

$$K_F(j\omega) = -\frac{j\omega R_F C_f}{1 + j\omega R_f C_f} = -\frac{j\omega\tau_F}{1 + j\omega\tau_f}$$

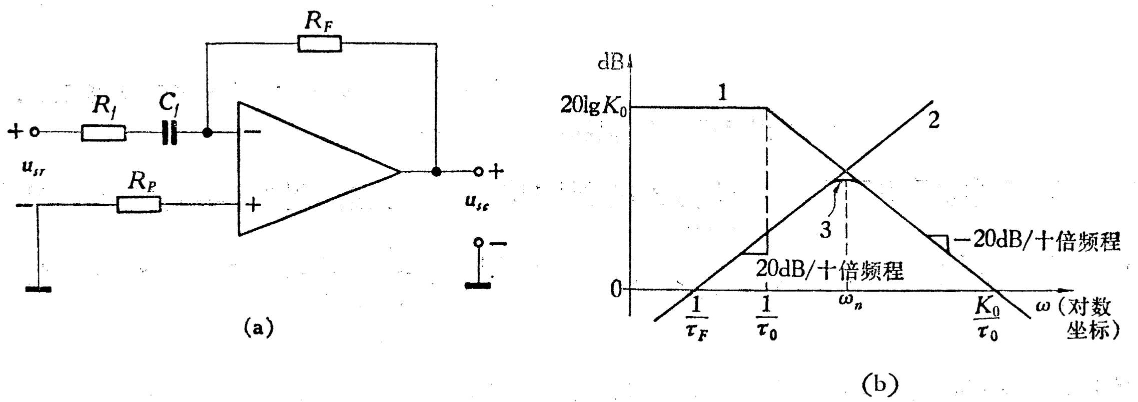
$$F(j\omega) = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 + j\omega(R_f + R_F)C_f} = \frac{1 + j\omega\tau_f}{1 + j\omega(\tau_j + \tau_F)}$$

式中

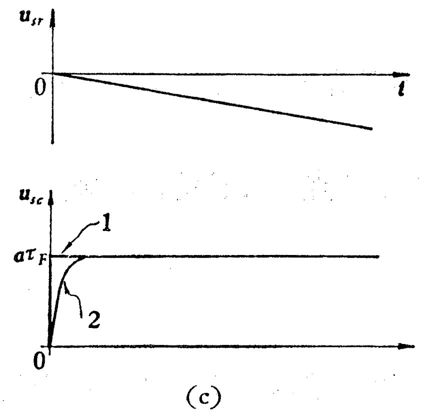
$$\tau_f = R_f C_f$$

将上两式和式(5-1)代入式(5-45)，仍可以得到式(5-167)的形式，但二阶系统的固有振荡频率 ω_n 和阻尼系数 ζ 不同，它们与电路参数的关系分别为

$$\left\{\begin{aligned}\omega_n &= \sqrt{\frac{1+K_0}{\tau_0(\tau_f+\tau_F)}} \approx \sqrt{\frac{K_0}{\tau_0(\tau_f+\tau_F)}}\\ \zeta &= \frac{1}{2}[\tau_0+\tau_F+(1+K_0)\tau_f]\sqrt{\frac{1}{(1+K_0)\tau_0(\tau_f+\tau_F)}}\\ &\approx \frac{1}{2}(\tau_0+\tau_F+K_0\tau_f)\sqrt{\frac{1}{K_0\tau_0(\tau_f+\tau_F)}}\end{aligned}\right. \tag{5-174}$$



1——放大器开环幅频特性； 2——理想微分器的幅频特性；
3——补偿后的微分器的幅频特性.



1——理想斜坡响应； 2——实际斜坡响应·

图 5-58 原理性微分器的补偿

(a) 电路($R_P = R_F$)； (b) 频率特性； (c) 斜坡响应特性.

通过 R_f 的选择，使 $\zeta = 1$，则二阶系统变为具有两个相等的实数极点的临界阻尼系统，这时，式(5-167)变为

$$K'_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = \frac{-j\omega\tau_F}{\left(1+j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

$$= \frac{-j\omega\tau_F}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2+2\left(j\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)} \tag{5-175}$$

与上式相对应的频率特性示于图 5-58(b) 中，十分明显，它已没有峰值了，从而消除了斜

坡响应中的振荡．实际上，$\zeta=1$ 时的传递函数是

$$K'_F(s)=\frac{-\tau_F s}{\left(1+\dfrac{s}{\omega_n}\right)^2}=\frac{-\tau_F\omega_n^2 s}{(\omega_n+s)^2} \tag{5-176}$$

在式(5-172)的斜坡输入作用下，有

$$U_{sc}(s)=\frac{a\tau_F\omega_n^2}{s(\omega_n+s)^2}$$

上式的拉普拉斯反变换为[3]

$$\begin{aligned}u_{sc}(t)&=a\tau_F[1-(1+\omega_n t)e^{-\omega_n t}]\\&\approx a\tau_F\left[1-\left(1+\sqrt{\frac{K_0}{\tau_0(\tau_f+\tau_F)}}\,t\right)e^{-\sqrt{\frac{K_0}{\tau_0(\tau_f+\tau_F)}}\,t}\right]\end{aligned} \tag{5-177}$$

将上式与式(5-173)相比可知，斜坡响应已无振荡，它是一个随时间单调增长到终值 $a\tau_F$ 的特性，如图 5-58(c) 所示，无疑这样的特性是具有实用价值的． 为了更加接近理想响应，获得更陡的上升沿，可将 ζ 选得略小于一，这时，响应特性将稍有过冲．

满足 $\zeta=1$ 的 R_f 值可据式(5-174)求得，这时令该式中的 $\zeta=1$，有

$$(4K_0-2)\tau_0\tau_F+2K_0\tau_0\tau_f=\tau_0^2+\tau_F^2+K_0^2\tau_f^2+2K_0\tau_f\tau_F$$

因为 $K_0\gg 1$，故上式中不包含 K_0 因子的各项都可略去，得

$$\tau_f\approx 2\sqrt{\frac{\tau_0\tau_F}{K_0}}$$

由此导出

$$R_f\approx 2\sqrt{\frac{\tau_0\tau_F}{K_0C_f^2}}=\sqrt{\frac{2\tau_F}{\pi f_c C_f^2}} \tag{5-178}$$

加入 R_f 后，也改善了电路的输入阻抗，这时输入阻抗变为

$$Z_{sr}=R_f+\frac{1}{j\omega C_f} \tag{5-179}$$

在微分时间常数 τ_F 一定的条件下，由式(5-178)可以看出，若能提高 R_F 值，C_f 将下降，R_f 可加大，所以输入阻抗可指望进一步提高．

例 5-29 已知放大器的单位增益带宽为 $f_c=1$ MHz，微分器的微分时间常数 $\tau_F=0.1$ sec，若选

$$C_f=1\ \mu\text{F}\quad R_F=100\ \text{k}\Omega$$

则由式(5-178)，求得

$$R_f\approx\sqrt{\frac{2\tau_F}{\pi f_c C_f^2}}=\sqrt{\frac{2\times 0.1}{\pi\times 10^6\times 10^{-12}}}\approx 252\ \Omega$$

若选

$$C_f=0.1\ \mu\text{F}\quad R_F=1\ \text{M}\Omega$$

则

$$R_f\approx 2.52\ \text{k}\Omega$$

在工作频率较高时，宜选后一组参数，以便有较高的输入阻抗．又由于 ζ 略小于一，对斜坡响应特性前沿变陡有利，故可使 R_f 的实际值略低于计算值．

当微分器的工作频率不高时，为了更好地抑制高频噪声，除了加入 R_f 外，还可在 R_F

两端并接一只电容 C_F，这也是经常采用的一种补偿方法. 加入 R_f 可避免幅频特性出现峰值，加入 C_F 可使幅频特性还没有达到较高的频率时就提前按 −20 dB/十倍频程衰减，从而进一步降低高频噪声.

图 5-59(a) 是按上述方法组成的电路. 由此电路可得

$$K_F(j\omega)=\frac{-j\omega R_F C_f}{(1+j\omega R_f C_f)(1+j\omega R_F C_F)}=\frac{-j\omega\tau_F}{(1+j\omega\tau_f)(1+j\omega\tau_{F1})}$$

$$F(j\omega)=\frac{(1+j\omega R_f C_f)(1+j\omega R_F C_F)}{(1+j\omega R_f C_f)(1+j\omega R_F C_F)+j\omega R_F C_f}$$

$$=\frac{(1+j\omega\tau_f)(1+j\omega\tau_{F1})}{(1+j\omega\tau_f)(1+j\omega\tau_{F1})+j\omega\tau_F}$$

式中

$$\tau_{F1}=R_F C_F$$

将上两式代入式 (5-45)，并考虑到 $K_0\gg 1$，$K_0(\tau_f+\tau_{F1})\gg\tau_F$，$K_0\tau_f\tau_{F1}\gg\tau_0\tau_F$，整理后，得

$$K_F'(j\omega)\approx\frac{-j\omega\tau_F}{(1+j\omega\tau_f)(1+j\omega\tau_{F1})\left(1+j\omega\frac{\tau_0}{K_0}\right)}$$

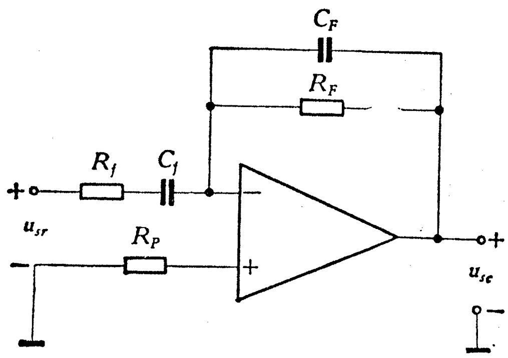
为了更好地抑制高频噪声，获得临界阻尼，常取

$$\frac{1}{\tau_f}=\frac{1}{\tau_{F1}}=\omega_n \tag{5-180}$$

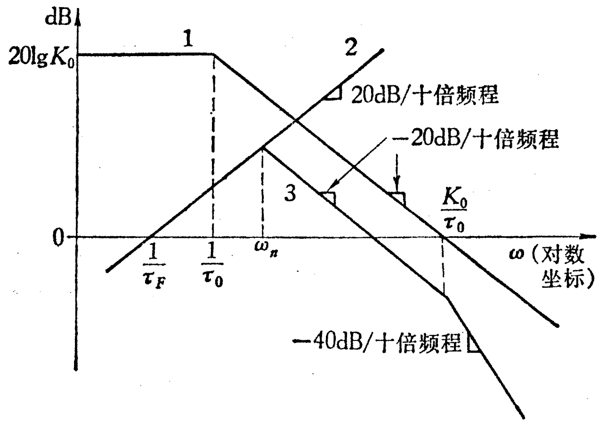
这样，可得

$$K_F'(j\omega)\approx\frac{-j\omega\tau_F}{\left(1+j\omega\frac{\tau_0}{K_0}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \tag{5-181}$$

与上式相对应的幅频特性示于图 5-59(b) 中. 特性充分表明，一旦 $\omega>\omega_n$，微分器的增益幅值就按 −20dB/十倍频程迅速衰减，使 $\omega>\omega_n$ 的高频噪声受到很大抑制. 根据工作频率和抑制噪声的要求，ω_n 值可通过式(5-180)加以调节，这时，只要相应选择 R_f 和 C_F 值，使 $\tau_f=R_f C_f$ 和 $\tau_{F1}=R_F C_F$ 满足式(5-180)即可.



(a)



(b)

1——放大器的开环幅频特性；2——理想微分器的幅频特性；3——补偿后的微分器的幅频特性·

图 5-59 高频噪声的进一步抑制

(a) 电路 ($R_P=R_F$)； (b) 幅频特性.

图5-60是 $\tau_F = 0.1$ sec 的微分运算放大器的典型斜坡响应，输入信号的周期为 40ms，波形充分反映出补偿效果良好．由此可见，采取上述简单补偿措施，使微分器所包含的二阶系统的阻尼系数 ζ 等于或略小于一，就能避免幅频特性出现共振峰，从而消除斜坡响应中的指数衰减振荡，调节二阶系统的固有振荡角频率 ω_n，就可控制高频噪声，这样，微分器就可付诸使用了．当 $\omega > \omega_n$ 时，实际特性已偏离理想特性，所以最大信号角频率不宜超过 ω_n 太多，否则将产生较大的时域误差和频域误差．

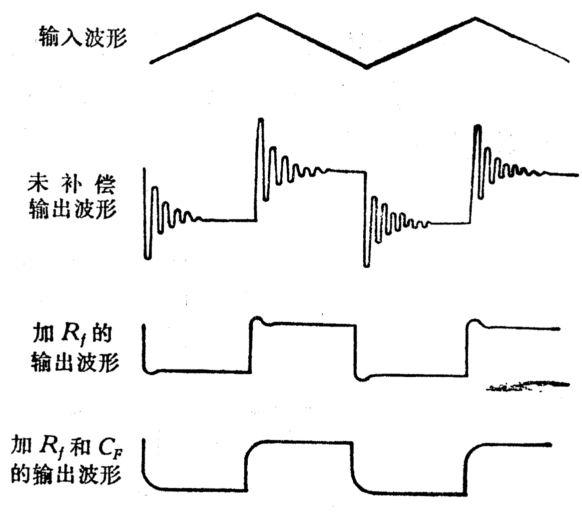


图 5-60　微分运算放大器的典型响应特性

4. 其他考虑

对微分放大器而言，放大器自身的失调及其漂移对运算精度的影响，远不如积分器那样严重．微分器输入回路中的电容 C_f 有隔直作用，它能阻断失调及其漂移的传递．但是，放大器本身的噪声影响却比积分器严重得多，所以，除了利用上述抑制噪声的补偿技术外，选用低噪声的运算放大器来组成微分器也相当重要．

五、其他形式的微分运算放大器

1. 差动微分运算放大器

像差动积分运算放大器一样，将基本微分运算放大器的外部电路按平衡对称结构组织，就能得到图 5-61 所示的差动微分运算放大器．它的频率特性为

$$K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr2} - \dot{U}_{sr1}} = \frac{j\omega R_F C_f}{1 + j\omega R_f C_f} = \frac{j\omega\tau_F}{1 + j\omega\tau_f} \qquad (5\text{-}182)$$

当 $\omega \ll \frac{1}{\tau_f}$ 时，可得

$$u_{sc}(t) \approx \tau_F \frac{du_{sr}}{dt} \qquad (5\text{-}183)$$

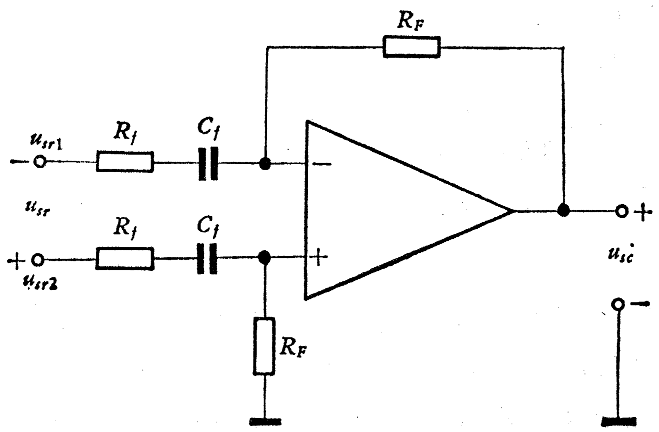


图 5-61　差动微分运算放大器

像所有差动运算放大器一样，为了提高应用电路的共模抑制比，外部回路中的各对称

元件必须严格匹配.

2. 低噪声微分运算放大器

积分运算放大器的增益幅值随频率升高而下降，它能强烈抑制本级放大器的高频噪声;此外积分与微分互为逆运算，故可用积分器来组成低噪声微分器，代价是要多用一只运算放大器组件.

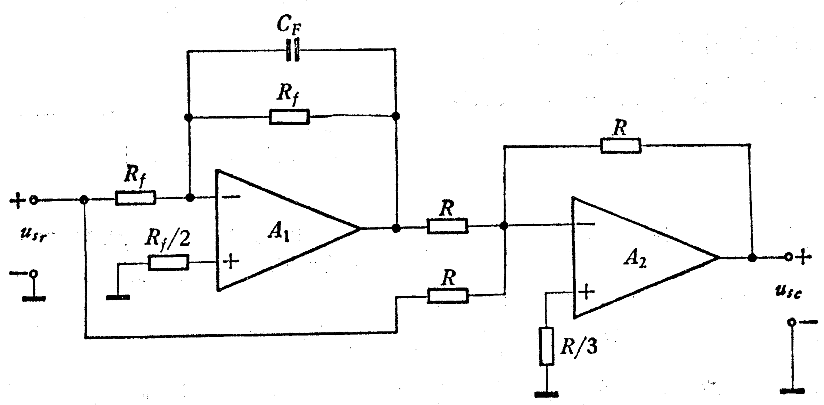


图 5-62 低噪声微分运算放大器

在图 5-62 的低噪声微分器中，A_1 是积分器，A_2 是反相加法器，信号先经反相积分后,再与原信号求和,就间接完成了对输入信号的微分运算. 电路的频率特性为

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-\frac{j\omega R_f C_F}{1+j\omega R_f C_F}=-\frac{j\omega\tau_F}{1+j\omega\tau_F} \tag{5-184}$$

当 $\omega \ll \frac{1}{\tau_F}$,电路就按式(5-161)实现微分运算. 电路的主要缺点是匹配电阻较多,τ_F 调节不便.

习　　题

题 5-26 按下列各运算关系式设计运算电路:

(1) $u_{sc}(t)=-100\int u_{sr}(t)dt$

(2) $u_{sc}(t)=-10\int u_{sr1}(t)dt-5\int u_{sr2}(t)dt$

(3) $u_{sc}(t)=20\int u_{sr}(t)dt$

(4) $K_F(j\omega)=-\dfrac{0.005j\omega}{1+0.00004j\omega}$

题 5-27 在图 5-47 中,若 $R_f=100\ \text{k}\Omega$, $C_F=0.47\ \mu\text{F}$, 试求:

(1) $K_F(j\omega)$ 和 r_{sr};

(2) 设起始条件为零,在图 5-63 所列输入波形分别作用下,画出相应的输出波形;

(3) 上问中的波形(a)在 0—60 ms 内的输入电压改为 3 V, 60 ms 后的输入电压仍为 −6 V, 问输出电压首次回零的时刻为多少?

(4) 若输入电压为矩形波,平均值为零,峰-峰值为 5 V, 周期为 50 ms, 求输出波形、峰值和周期.

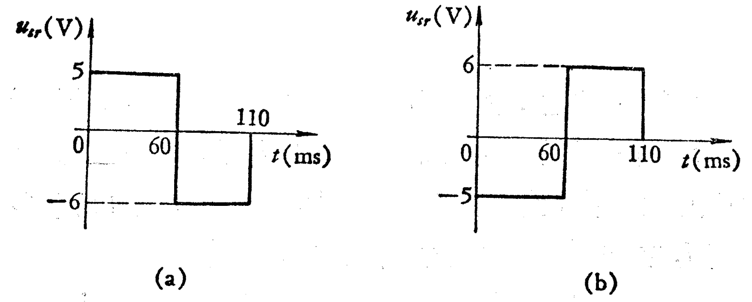


图 5-63　题 5-27 波形

题 5-28 积分器有三种工作状态：设置起始条件、积分运算和保持．状态之间的转换由模拟开关实现，电路如图 5-64 所示，试求：

(1) 说明开关 K_1 和 K_2 的作用，指出三种工作状况对应的开关位置；

(2) 按起始条件为 10 V，输入电压为 10 V，保持电压为 −10 V 的连续运算过程，指明各开关和操作次序，并定量绘制输出电压的波形．

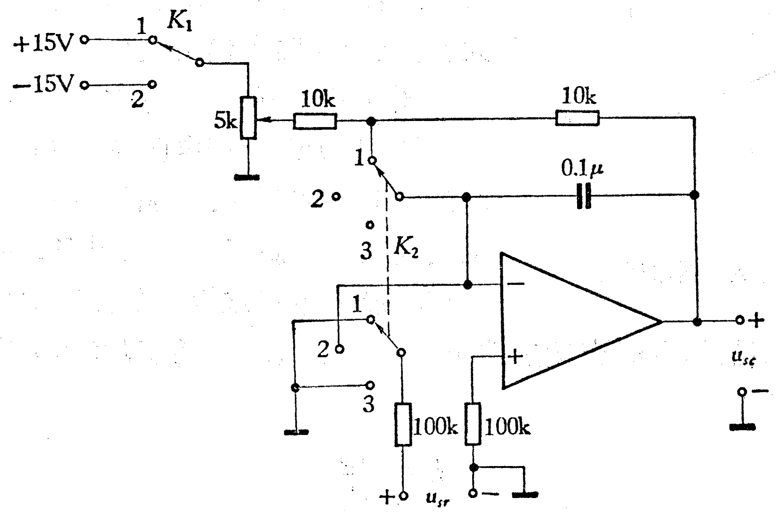


图 5-64　积分器的三种运行状态

题 5-29 利用题 5-27 的参数和表 5-3 的数据，试求：

(1) 失调引起的输出积分漂移速度，300 ms 内的积分漂移；

(2) 温度变化 25℃，温漂产生的积分漂移速度；

(3) 阶跃响应的滞后时间，正常工作频段．

题 5-30 按图 5-59，根据表 5-3 参数，设计一个 $\tau_F = 0.015$ sec，$\omega_n = 2000\pi$ 弧度/秒的微分运算放大器．

题 5-31 推导关系式(5-146)至(5-149)，(5-182)和(5-184)(任选其中两个推导)．

第六节　对数和反对数运算放大器

一、对数运算放大器

对数运算放大器能对输入信号实行对数运算，它是一种十分有用的非线性函数运算放大器．把它和反对数运算放大器等适当组合，可组成具有不同功能的各种非线性运算放大器．例如，它们可组成乘法和除法运算放大器，不同阶次的幂函数运算放大器，等等．所以对数放大器的应用也相当广泛．

1. 基本原理

利用运算放大器实现对数运算的基础之一是半导体 PN 结的非线性伏安特性. 根据半导体理论,把晶体管的集-基极短路,或使其压差为零,接成二极管形式,则在集电极电流 i_c 的一个十分宽广的范围内,例如由 10^{-9} 到 10^{-3} 安之间,约五个多数量级的范围内,它的基-射极电压 u_{be} 与 i_c 之间,具有相当精密的对数关系

$$u_{be}=\frac{kT}{q}\ln\frac{i_c}{I_s}=\frac{kT}{0.4343q}\lg\frac{i_c}{I_s}=E_0\lg\frac{i_c}{I_s} \tag{5-185}$$

式中. q 是电子的电荷量,等于 1.602×10^{-19} 库仑; T 是绝对温度,单位为K; k 是波尔兹曼常数,等于 1.38×10^{-23} 焦耳/K; I_s 为基-射结反向饱和电流,它与温度有关,当温度不变时,它是常数,典型值在 10^{-12}—10^{-3}A; E_0 是与温度有关的常数,当温度为27℃时, $E_0\approx60$ mV. 将具有这种特性的晶体管作为运算放大器的反馈回路元件,就能对输入信号实现对数运算.

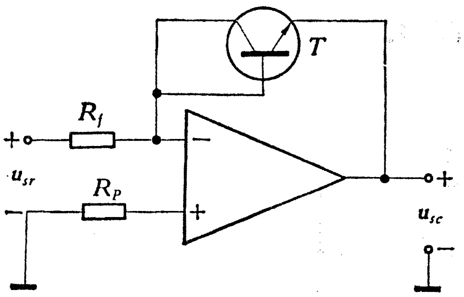


图 5-65 对数运算放大器原理图

图 5-65 是对数运算放大器的原理图. 它具有反相结构,所以流经电阻 R_f 的电流将全部流经反馈回路中的晶体管 T. 晶体管的共射电流增益很高,集电极电流比基极电流大得多,完全可以认为输入回路电流差不多就等于晶体管 T 的集电极电流. 在图 5-65 所示的反馈晶体管的连接条件下,当输入电压 u_{sr} 为正时(若要正常工作, u_{sr} 也必须为正),可以写出

$$i_c\approx\frac{u_{sr}}{R_f}$$

在反相结构中,放大器反相端为“虚地”,输出电压 u_{sc} 与反馈晶体管 T 的射-基电压相等

$$u_{sc}=-u_{be}$$

将上两式代入式(5-185),得

$$u_{sc}=-E_0\lg\frac{u_{sr}}{I_sR_f} \tag{5-186}$$

可见,输出电压正比于输入电压的对数.

从实际应用来看,图 5-65 电路还存在下述问题:

第一,关于失调补偿. 在反馈回路的晶体管集电极电流中,除了输入回路电流外,还包含放大器的输入偏置电流和失调电压等引起的误差电流. 由于对数工作范围大约在 10^{-9}—10^{-3}A,工作电流较小,故必须对这些误差电流进行仔细补偿,否则,工作范围将大大缩小. 例如,若放大器的输入偏置电流为 100 nA,则为了保证 1% 的运算精度,最小输入电流起码不能低于 10 μA, 在 $R_f=10\,\mathrm{k}\Omega$ 的条件下,相应的最小输入电压不得小于 100 mV, 这样,工作范围将从 10^{-9}—10^{-3}A 缩小到 10^{-5}—10^{-3}A, 减少了约四个数量级. 因此,在运算之前,必须认真调零,才能充分利用对数管的工作范围. 从这个观点出发,最好选用偏置电流及其漂移很小的运算放大器,例如采用具有超 β 管输入级的运算放大器作对数放大器.

第二，关于温度补偿．由式(5-186)可知，当 E_0 和 I_s 随温度变化时，对数运算精度将随之下降，因此，必须采取温度补偿措施，以降低此项误差．在常规方法中，饱和电流的温度补偿用对管实现，E_0 的温度补偿用热敏电阻完成．

第三，关于安全保护．图 5-65 的电路在使用时有一个潜在危险．即当输入电压反极性时将使对数晶体管的发射结承受反向电压．为了防止晶体管反向击穿，可像图 5-66 的虚线连接那样，选其中一种二极管 D 的电路实现反极性电压箝位．

第四，关于闭环稳定性．在对数放大器中，反馈晶体管具有非线性特性，故反馈系数将随输入电流而变化，使闭环稳定性问题突出起来．为了保证闭环稳定性，可在反馈回路中加入补偿电容 C（见图 5-66），由电容 C 和 R_0 以及 T 的发射结电阻形成一个新的零点，提高稳定储备．加入 R_0 后，输出电压应从对数晶体管的发射极取出，以便保证输出-输入的对数关系．

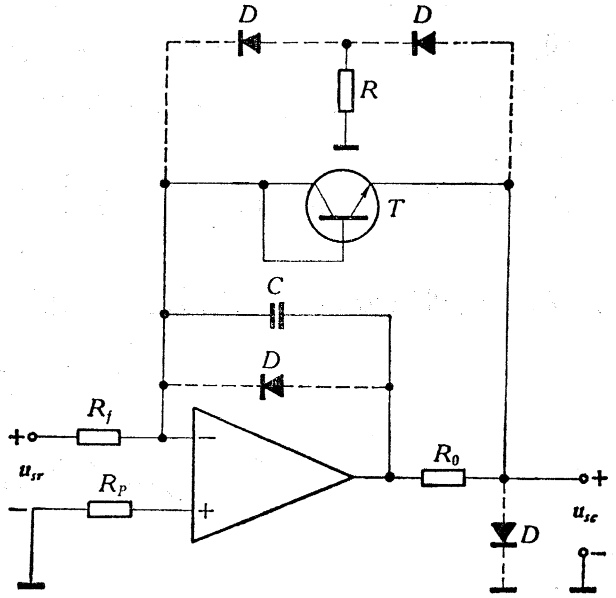


图 5-66 对数放大器中的保护和补偿

2. 对数放大器的温度补偿

利用对管和热敏电阻进行温度补偿时，至少要用两只运算放大器，如图 5-67 所示，图中 A_1 是主放大器，输入信号从它的反相侧加入，对数输出信号从它的输出端取出，同相端外接电路是补偿失调的调零电路，跨接在放大器输出端和反相端之间的小电容用于相位补偿，保证闭环稳定性，C_1 和 C_2 值一般在 10—470 pF．

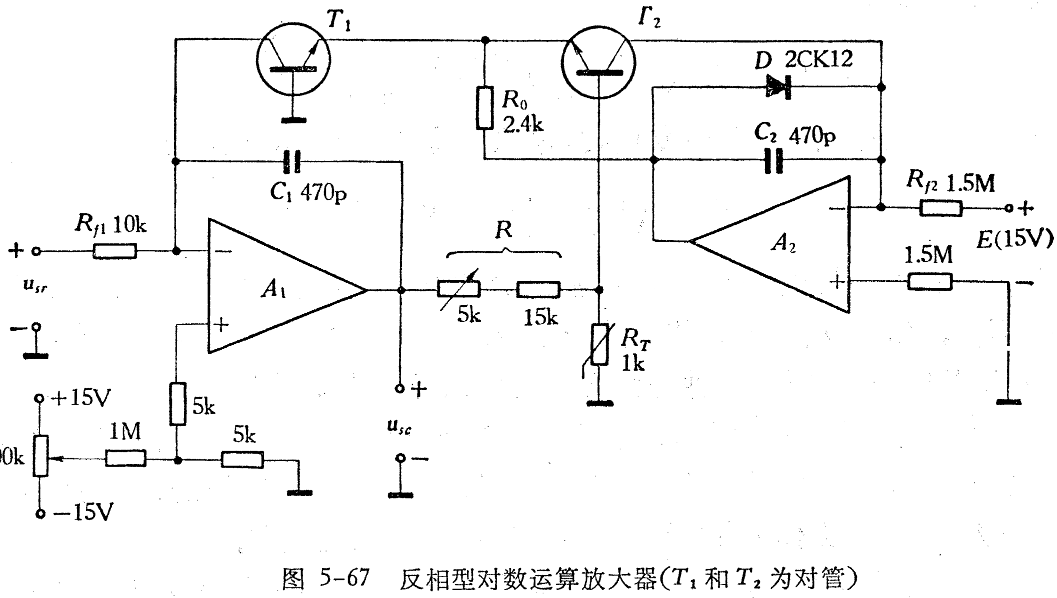


图 5-67 反相型对数运算放大器（T_1 和 T_2 为对管）

图 5-67 中的 A_1 和 A_2 都工作在反相状态，它们的反相端为"虚地"，T_1 基极直接接地，T_2 基极电压是对管的两个基-射极电压之差，也很小，所以它们本质上都具有对数特

性，并分别作为 A_1 和 A_2 的反馈回路元件，由于负反馈作用，T_1 和 T_2 的集电极电流分别等于 A_1 和 A_2 的输入回路电流. 在进行对数运算时，T_2 的集电极电流不变，由 E 和 R_{f2} 限定在 10—100 μA 之间的某个值上，所以它的基-射极电压也不变，仅起温度补偿作用；T_1 的集电极电流却随输入电压线性变化，它的基-射极电压自然与输入电压成对数关系，而 A_1 的输出电压又与两管的基-射极电压之差成正比，这样，输出电压就正比于输入电压的对数了.

实际上，由于 T_1 基极接地，故热敏电阻 R_T 上的压降为

$$u = u_{be2} - u_{be1}$$

略去 T_2 的基极电流，u 与输出电压之间仅差一个分压系数

$$u = \frac{R_T}{R + R_T} u_{sc}$$

可见

$$u_{sc} = \frac{R + R_T}{R_T}(u_{be2} - u_{be1})$$

而

$$u_{be2} = E_0 \lg \frac{i_{c2}}{I_{s2}}$$

$$u_{be1} = E_0 \lg \frac{i_{c1}}{I_{s1}}$$

所以

$$u_{sc} = \left(1 + \frac{R}{R_T}\right) E_0 \left(\lg \frac{i_{c2}}{I_{s2}} - \lg \frac{i_{c1}}{I_{s1}}\right) = -\left(1 + \frac{R}{R_T}\right) E_0 \lg \left(\frac{I_{s2} i_{c1}}{I_{s1} i_{c2}}\right)$$

在反相运算放大器中，输入回路电流等于反馈回路电流，有

$$i_{c1} = \frac{u_{sr}}{R_{f1}}$$

$$i_{c2} = \frac{E}{R_{f2}}$$

将 i_{c1} 和 i_{c2} 代入上式，得

$$u_{sc} = -\left(1 + \frac{R}{R_T}\right) E_0 \lg \left(\frac{R_{f2} I_{s2}}{R_{f1} I_{s1} E} u_{sr}\right) \tag{5-187}$$

在 T_1 和 T_2 匹配的条件下，当温度变化时，也总保持 $I_{s1} = I_{s2}$，所以上式变为

$$u_{sc} = -\left(1 + \frac{R}{R_T}\right) E_0 \lg \frac{R_{f2}}{R_{f1} E} u_{sr} \tag{5-188}$$

这样，利用对管温度特性的一致性可将饱和电流对运算精度的影响消除. 其实，就算 T_1 和 T_2 匹配不善，$I_{s1} \neq I_{s2}$，但只要用同一型号的晶体管来组成 T_1 和 T_2，比值 I_{s2}/I_{s1} 也能基本上不随温度变化，所以这种补偿方法能大大降低 I_s 随温度变化的影响.

E_0 的温度补偿可由热敏电阻 R_T 承担，由式 (5-188) 不难看出，若使 R_T 和 E_0 的温度系数具有同一极性，且温度系数大小适当，就能达到温度补偿的目的. 由于 E_0 的温度系数约为 0.33%/℃，所以本电路的热敏电阻 R_T 应有正温度系数.

图 5-67 电路只适用于正极性的输入信号，若要对相反极性的输入信号实现对数运算，则应将对数晶体管和电源 E 的极性反接. 在实际运算中，温度补偿管 T_2 的集-基极电压实际不为零，所以在小电流下，很难保证精确的对数关系，从而带来一定的运算误差.

这类电路的对数工作范围约有五个数量级，精度在 ±1% 左右.

例 5-30 为了使用方便，式(5-188)右边对数前的系数常取为 −1，即使

$$\left(1+\frac{R}{R_T}\right)E_0=1\text{V}$$

因为 $E_0\approx 60\,\text{mV}$，若取 $R_T=1\,\text{k}\Omega$，则

$$R=\left(\frac{1}{E_0}-1\right)R_T\approx\left(\frac{1}{60\times 10^{-3}}-1\right)\times 10^3\approx 15.7\,\text{k}\Omega$$

为了适应对数管的工作电流范围，常取

$$R_{f1}=10\,\text{k}\Omega$$

当 $\dfrac{E}{R_{f2}}=10\,\mu\text{A}$ 时，即若 $E=15\,\text{V}$，$R_{f2}=1.5\,\text{M}\Omega$ 时，式(5-188)变为

$$u_{sc}=-\lg\frac{R_{f2}}{R_{f1}E}u_{sr}=-\lg\frac{1.5\times 10^6}{10\times 10^3\times 15}u_{sr}=-\lg 10\,u_{sr} \qquad (5\text{-}189)$$

当 $\dfrac{E}{R_{f2}}=100\,\mu\text{A}$ 时，即若 $E=15\,\text{V}$，$R_{f2}=150\,\text{k}\Omega$ 时，有

$$u_{sc}=-\lg u_{sr} \qquad (5\text{-}190)$$

式(5-189)和式 (5-190) 是实际对数运算放大器的两个常用关系式. 由于元、器件的匹配误差和公差，电阻 R 应有适当的调节范围，以满足满量程要求.

二、反对数运算放大器

1. 工作原理

将对数元件置于反相运算放大器的输入回路中，就组成了简单的反对数运算放大器，原理电路如图 5-68 所示.

当图 5-68 电路的输入电压为正时，有

$$u_{sr}=u_{be}$$

$$u_{be}=E_0\lg\frac{i_c}{I_s}$$

$$i_c=-\frac{u_{sc}}{R_F}$$

合并上列方程，得

$$u_{sc}=-I_sR_F\text{Antilg}\frac{u_{sr}}{E_0} \qquad (5\text{-}191)$$

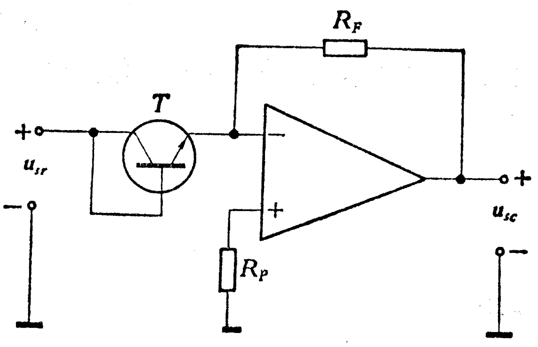


图 5-68 反对数运算放大器原理图

可见，输出电压与输入电压的反对数成正比.

从实际应用来看，这个电路存在的问题与简单对数放大器类同，也必须进行温度补偿.

2. 反对数放大器的温度补偿

根据图 5-67 的对数运算放大器的温度补偿原理，不难组成具有温度补偿的反对数运算放大器，如图 5-69 所示.

在图 5-69 中，A_1 是主放大器，T_2 和热敏电阻 R_T 是温度补偿元件. 输入电压经分压后加到 T_2 的基极，由于辅助放大器 A_2 的作用，使对数管 T_1 的发射极电压与输入电压成

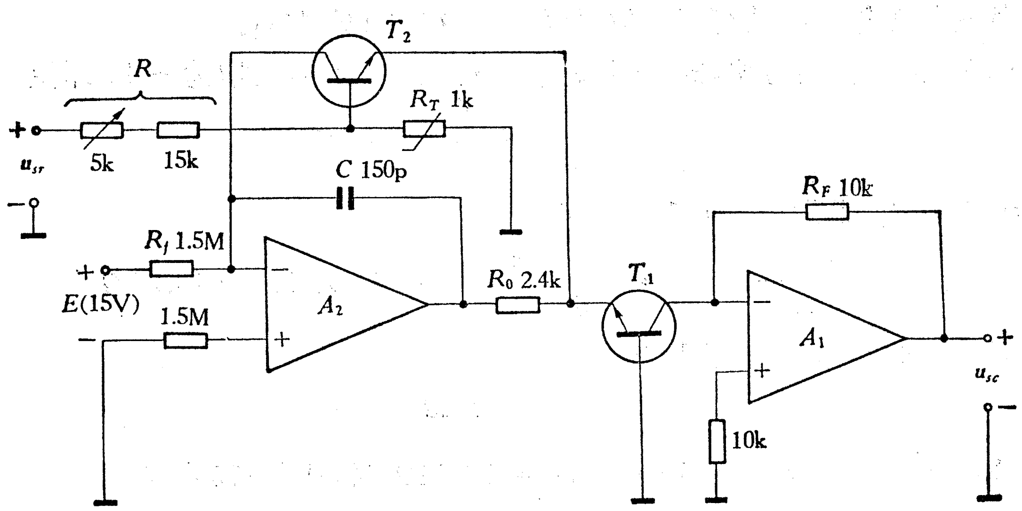


图 5-69 具有温度补偿的反对数运算放大器（T_1 和 T_2 为对管）

正比，随后再由 A_1 实现反对数变换.

若忽略 T_2 的基极电流，在 T_1 基极接地的条件下，由图 5-69 可得

$$\frac{R_T}{R+R_T}u_{sr}=u_{be2}-u_{be1}$$

而

$$u_{be2}=E_0\lg\frac{i_{c2}}{I_{s2}}$$

$$u_{be1}=E_0\lg\frac{i_{c1}}{I_{s1}}$$

可见

$$\frac{R_T}{R+R_T}u_{sr}=E_0\lg\frac{I_{s1}i_{c2}}{I_{s2}i_{c1}}$$

因为反相运算放大器的输入回路电流等于反馈回路电流，所以有

$$i_{c2}=\frac{E}{R_f}$$

$$i_{c1}=\frac{u_{sc}}{R_F}$$

这样

$$\frac{R_T}{R_T+R}u_{sr}=E_0\lg\frac{I_{s1}R_FE}{I_{s2}R_fu_{sc}}$$

化简后，得

$$u_{sc}=\frac{I_{s1}R_FE}{I_{s2}R_f}\operatorname{Antilg}\left[-\frac{u_{sr}}{E_0\left(1+\frac{R}{R_T}\right)}\right] \tag{5-192}$$

在 T_1 和 T_2 匹配的条件下，不论温度变化与否，总有 $I_{s1}=I_{s2}$，故上式简化为

$$u_{sc}=\frac{R_FE}{R_f}\operatorname{Antilg}\left[-\frac{u_{sr}}{E_0\left(1+\frac{R}{R_T}\right)}\right] \tag{5-193}$$

这样，只要热敏电阻的温度系数适当并与 E_0 的温度系数具有相同极性，则电路的温度特性就能有较大的改善.

这个电路要求输入电压极性为正，若要对相反极性的输入电压施行反对数运算，应像

对数放大器一样，将对管和电源极性反接。

例 5-31 为了使用方便并照顾实际可能性，式(5-193)右边各项系数常取为

$$\frac{R_F E}{R_f} = 0.1 \text{ 或 } 1\text{ V}$$

$$E_0\left(1 + \frac{R}{R_T}\right) = 1\text{V}$$

这时有

$$u_{sc} = 0.1\text{Antilg}(-u_{sr}) \tag{5-194}$$

或

$$u_{sc} = \text{Antilg}(-u_{sr}) \tag{5-195}$$

根据例 5-30 的计算，可取

$$R_T = 1\text{k}\Omega \qquad R = 15.7\text{ k}\Omega$$

当系数 $R_F E/R_f = 0.1$ 时，可选用

$$R_F = 10\text{ k}\Omega \qquad R_f = 1.5\text{ M}\Omega \qquad E = 15\text{ V}$$

当系数 $R_F E/R_f = 1$ 时，可取

$$R_F = 10\text{ k}\Omega \qquad R_f = 150\text{ k}\Omega \qquad E = 15\text{ V}$$

式(5-194)和式(5-195)是实际反对数运算放大器的两个常用关系式. 与对数放大器类似，通过 R 可调节满量程.

习　　题

题 5-32 在例 5-30 中，若使 $R_{f2} = 100\text{ k}\Omega$，但仍要满足关系式(5-189)和(5-190)，试求：

(1) $E = ?$

(2) u_{sr} 从 10^{-3} V 变到 10 V 时的输出-输入关系曲线.

题 5-33 另一种形式的对数运算放大器如图 5-70 所示，试求：

(1) 分析各元件的作用，推导关系式 $u_{sc} = f(u_{sr})$；

(2) 若 $u_{sr} = 100\text{ mV}$ 时，$u_{sc} = 0$，试确定 $I = ?$

(3) 已知 $u_{sr} = 10^{-3}$—10 V，绘制 $u_{sc} = f(u_{sr})$ 曲线.

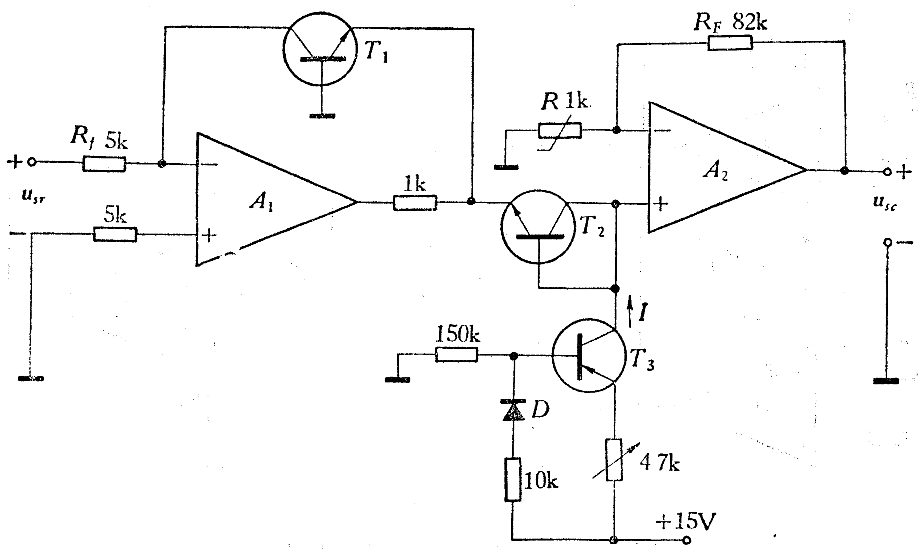


图 5-70 题5-33的对数运算放大器(T_1 和 T_2 匹配)

题 5-34 用二极管也能做对数元件，试拟定一种由二极管做对数元件的、具有温度补偿的对数运算放大器，并列出输出-输入关系式．

题 5-35 在例 5-31 中，若使 $R_f = 100\ \text{k}\Omega$，但仍要满足关系式(5-194)和(5-195)，试求：

(1) $E = ?$

(2) 绘制 u_{sr} 由 -1 V 变到 2 V 时的输出-输入关系曲线．

题 5-36 设计满足下列关系式的运算电路：

(1) $u_{sc} = -\frac{10}{3}\lg 100u_{sr}$；

(2) $u_{sc} = 5\,\text{Antilg}(-u_{sr})$．

第七节 乘法和除法运算放大器

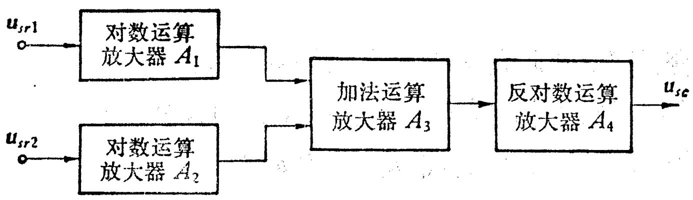
一、乘法运算放大器

乘法运算放大器能对两个输入信号实现乘法运算，它也是许多应用电路的基础电路．实现乘法运算的方法很多，本节仅介绍由对数和反对数运算放大器组成的乘法器．关于由压-频变换器构成的乘法器可参阅第八章第二节．

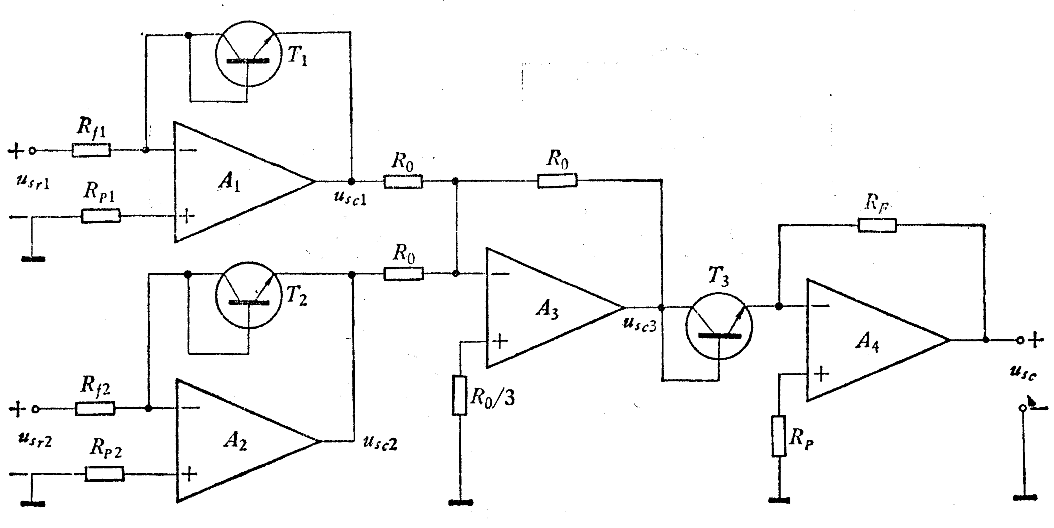
由对数电路实现乘法运算的数学原理是

$$u_{sc} = \text{Antilg}(\lg u_{sr1} + \lg u_{sr2}) = u_{sr1}u_{sr2}$$

根据上列关系式不难拟出乘法运算电路的组成框图和原理图，它们分别示于图5-71(a)和(b)中．



(a)



(b)

图 5-71 简单的乘法运算放大器

(a) 框图；(b) 原理图．

根据前节讲述的对数和反对数运算放大器的工作原理，在同一温度下，由图 5-71(b) 可得

$$u_{sc1} = -E_0 \lg \frac{u_{sr1}}{I_{s1}R_{f1}}$$

$$u_{sc2} = -E_0 \lg \frac{u_{sr2}}{I_{s2}R_{f2}}$$

经反相加法器 A_3 相加，得

$$u_{sc3} = -(u_{sc1} + u_{sc2}) = E_0 \left(\lg \frac{u_{sr1}}{I_{s1}R_{f1}} + \lg \frac{u_{sr2}}{I_{s2}R_{f2}} \right)$$

再经 A_4 求反对数，最后得

$$u_{sc} = -I_{s3}R_F \mathrm{Antilg} \left(\lg \frac{u_{sr1}}{I_{s1}R_{f1}} + \lg \frac{u_{sr2}}{I_{s2}R_{f2}} \right)$$

$$= -\frac{I_{s3}R_F}{I_{s1}I_{s2}R_{f1}R_{f2}} u_{sr1}u_{sr2}$$

式中，I_{s1}，I_{s2} 和 I_{s3} 分别为 T_1，T_2 和 T_3 的基-射结反向饱和电流，E_0 为与温度有关的常数．若 T_1，T_2 和 T_3 相互匹配，则有

$$I_{s1} = I_{s2} = I_{s3} = I_s$$

若取 $R_{f1} = R_{f2} = R_F = R$，则可得

$$u_{sc} = -\frac{1}{I_s R} u_{sr1}u_{sr2} \tag{5-196}$$

可见，图 5-71(b) 的电路能实现乘法运算，不过，它仅适用于第一象限的运算，即只能完成输入信号极性都为正的乘法运算．

二、除法运算放大器

除法运算放大器用来对两个输入信号实现除法运算．由对数电路组成除法电路的数学原理为

$$u_{sc} = \mathrm{Antilg}(\lg u_{sr1} - \lg u_{sr2}) = \frac{u_{sr1}}{u_{sr2}}$$

按上述关系式组成的除法运算放大器的框图和原理图分别示于图 5-72 的(a)和(b)中．

由图 5-72(b) 可得

$$u_{sc1} = -E_0 \lg \frac{u_{sr1}}{I_{s1}R_{f1}}$$

$$u_{sc2} = -E_0 \lg \frac{u_{sr2}}{I_{s2}R_{f2}}$$

$$u_{sc3} = E_0 \left(\lg \frac{u_{sr1}}{I_{s1}R_{f1}} - \lg \frac{u_{sr2}}{I_{s2}R_{f2}} \right)$$

$$u_{sc} = -I_{s3}R_F \mathrm{Antilg} \left(\lg \frac{u_{sr1}}{I_{s1}R_{f1}} - \lg \frac{u_{sr2}}{I_{s2}R_{f2}} \right)$$

$$= -\frac{I_{s2}I_{s3}R_F R_{f2}}{I_{s1}R_{f1}} \frac{u_{sr1}}{u_{sr2}}$$

当 $I_{s1} = I_{s2} = I_{s3} = I_s$，$R_{f1} = R_{f2} = R_F = R$，最后得

$$u_{sc} = -RI_s \frac{u_{sr1}}{u_{sr2}} \tag{5-197}$$

可见，图 5-72(b) 的电路能完成除法运算，但也仅适用于两个信号都为正的第一象限的除法运算.

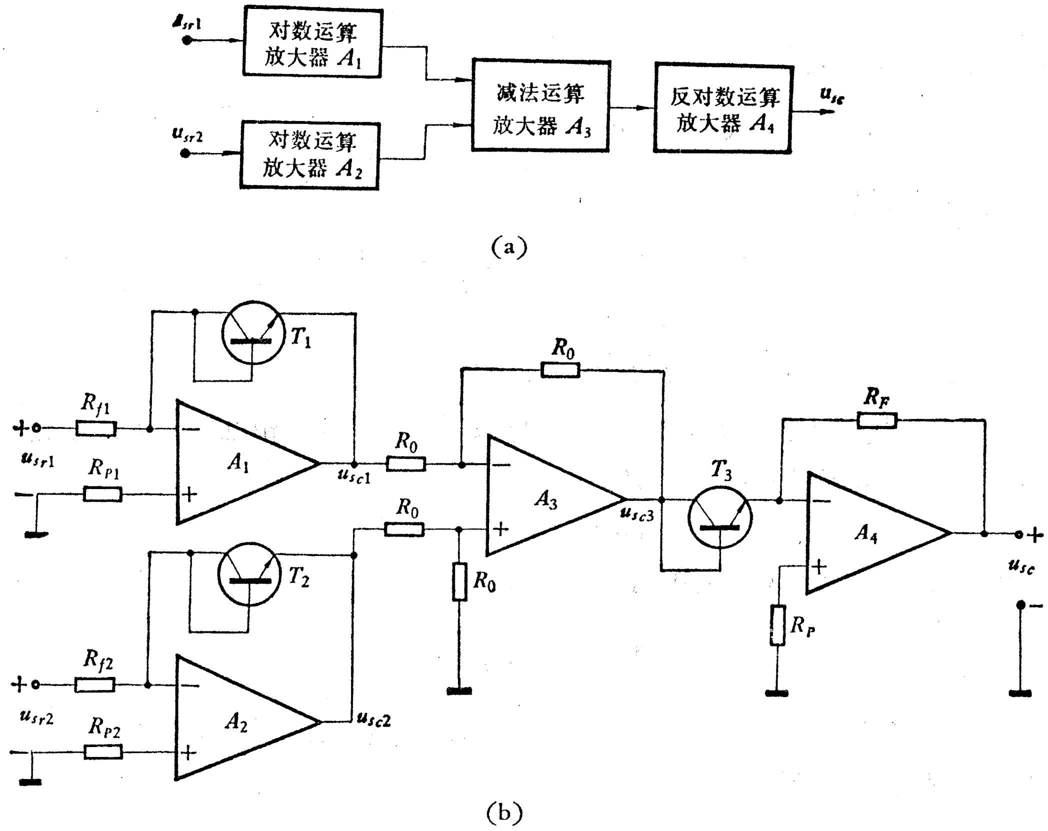


图 5-72 简单的除法运算放大器

(a) 框图； (b)原理图.

三、乘-除运算放大器

上述单一功能的乘法和除法运算放大器，不仅元器件数量用得多，温度稳定性也差.若将乘-除运算功能合并在一个电路中，除了能单独进行乘或除、或既乘又除的运算外，还可节省元器件数量，提高电路的温度稳定性.

图 5-73 是乘-除运算放大器的原理图. 当进行乘法运算时，应将 u_{sr1} 选为固定值，u_{sr2} 和 u_{sr3} 分别选作乘量和被乘量，这时，u_{sc} 正比于乘积 $u_{sr2}u_{sr3}$. 当进行除法运算时，应将 u_{sr2} 或 u_{sr3} 固定，u_{sr3} 或 u_{sr2} 选为被除量，u_{sr1} 选作除量，从 u_{sc} 得到商 u_{sr3}/u_{sr1} 或 u_{sr2}/u_{sr1}. 当需要同时完成乘除运算时，可选 u_{sr1} 作为除量，u_{sr2} 和 u_{sr3} 作为乘量和被乘量，从 u_{sc} 得到运算结果 $u_{sr2}u_{sr3}/u_{sr1}$.

这个电路实现乘-除运算的原理现简述如下： 电路中的四个运算放大器都处于反相运算状态，它们的反相端都为“虚地”，这样，四只晶体管的集电极电位都为零. 电路中的 T_2 和 T_4 的基极直接接地，且电路连接使 T_2 基极与 T_1，T_3 基极之间，为两个背靠背的反向 PN 结，故在电路保证它们正向工作的条件下，T_1 和 T_3 的基极也围绕零电位上下微弱变动，即可认为四只晶体管的集-基极电压都几乎为零，它们在电路中都起对数管的作用. 当这些晶体管具有相同的工作温度时，它们在对数方程式(5-185)中的系数 E_0 相同，所以

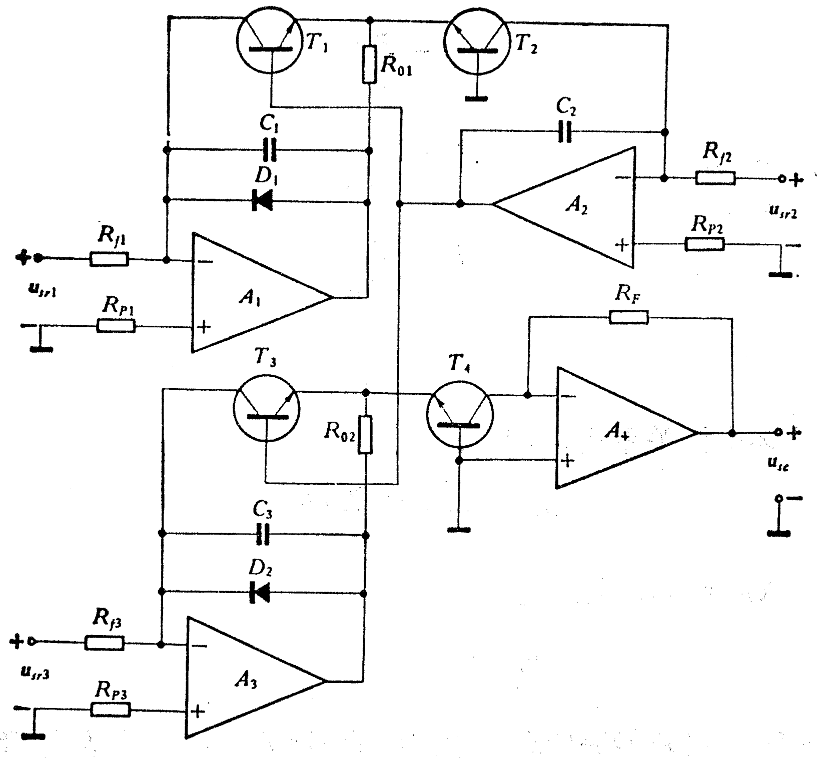


图 5-73　乘-除运算放大器

有

$$u_{be1}=E_0\lg\frac{i_{c1}}{I_{s1}}$$

$$u_{be2}=E_0\lg\frac{i_{c2}}{I_{s2}}$$

$$u_{be3}=E_0\lg\frac{i_{c3}}{I_{s3}}$$

$$u_{be4}=E_0\lg\frac{i_{c4}}{I_{s4}}$$

由回路电压定律可得

$$u_{be4}=u_{be2}+u_{be3}-u_{be1}$$

合并上述各方程式，得

$$\lg\frac{i_{c4}}{I_{s4}}=\lg\frac{i_{c2}}{I_{s2}}+\lg\frac{i_{c3}}{I_{s3}}-\lg\frac{i_{c1}}{I_{s1}}$$

可见

$$\frac{i_{c4}}{I_{s4}}=\frac{I_{s1}i_{c2}i_{c3}}{I_{s2}I_{s3}i_{c1}}$$

当四只晶体管相互匹配时，有 $I_{s1}=I_{s2}=I_{s3}=I_{s4}=I_s$，上式简化为

$$i_{c4}=\frac{i_{c2}i_{c3}}{i_{c1}}$$

另一方面，在运算放大器的负反馈作用下，反相运算放大器的输入回路电流等于反馈

回路电流，所以有

$$i_{c1} = \frac{u_{sr1}}{R_{f1}}$$

$$i_{c2} = \frac{u_{sr2}}{R_{f2}}$$

$$i_{c3} = \frac{u_{sr3}}{R_{f3}}$$

$$i_{c4} = \frac{u_{sc}}{R_F}$$

将这些方程代入上述电流关系式，整理后，得

$$u_{sc} = \frac{R_{f1}R_F}{R_{f2}R_{f3}} \frac{u_{sr2}u_{sr3}}{u_{sr1}} \tag{5-198}$$

若取 $R_{f1} = R_{f2} = R_{f3} = R_f$，上式变为

$$u_{sc} = \frac{R_F}{R_f} \frac{u_{sr2}u_{sr3}}{u_{sr1}} \tag{5-199}$$

由此可见，图 5-73 电路能完成第一象限的乘-除运算，在四只晶体管相互匹配的条件下，运算结果与晶体管参数无关，故运算精度和温度稳定性都较佳。不过，四只晶体管很难完全匹配，故要进一步提高精度就困难了。晶体管的 I_s 失配将使乘-除器的比例因子发生变化，所以电路应有微调措施。作为乘法电路应用时，可选 u_{sr1} 作为微调，实现除法运算时，可选 u_{sr2} 或 u_{sr3} 作为微调，以保证比例因子正确。如果希望对负输入信号实现乘-除运算，可将电路中的 NPN 管换成 PNP 对数管。

例 5-32 式(5-199)的比例因子常取为 0.1 或 1，当取为 0.1 时，可选

$$R_F = 10\ \text{k}\Omega \quad R_f = 100\ \text{k}\Omega$$

当取为 1 时，可选

$$R_F = R_f = 10\ \text{k}\Omega \text{ 或 } 100\ \text{k}\Omega$$

这样，就得到了乘-除运算放大器的常用关系式

$$u_{sc} = \frac{u_{sr2}u_{sr3}}{u_{sr1}} \tag{5-200}$$

$$u_{sc} = 0.1 \frac{u_{sr2}u_{sr3}}{u_{sr1}} \tag{5-201}$$

习　　题

题 5-37 在图 5-73 中，若各放大器的额定输出电压为 10 V，比例因子分别为 0.1 和 1，当两相乘电压范围为 0—10 V 时，u_{sr1} 应选多大才适当？

题 5-38 拟定一个实现第三象限乘-除运算的电路。

题 5-39 图 5-74(a) 的乘法器的应用很广，利用 $u_{sc}=0.1\ u_{sr1}u_{sr2}$ 的乘法器可组成图 5-74 (b)—(e) 的各种运算电路，试分析它们的输出-输入关系。

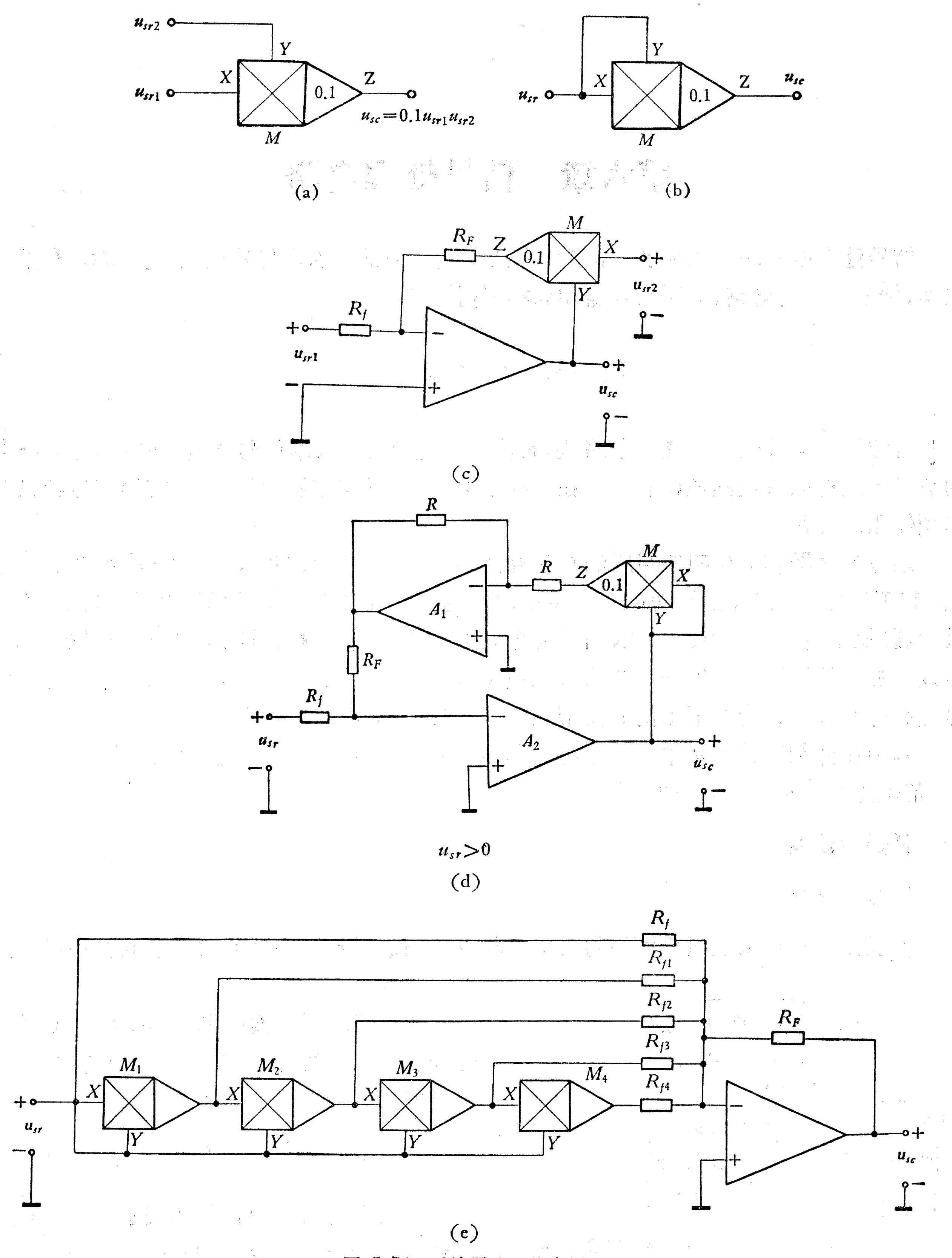


图 5-74 乘法器的一些应用

参 考 文 献

[1] Graeme, J. G., Applications of Operational Amplifiers——Third-Generation Techniques, McGraw-Hill Book Co., New York, pp. 57—61, 1973.

[2] Dow, P. C., An analysis of certain errors in electronic defferential analyzers II——capacitor dielectric absorption, *IRE Trans. on Electron. Computers*, March, 1958, pp. 17—22.

[3] В. А. Диткин 等著，张燮译，运算微积手册，科学出版社，1958，110页，№ 1.74；107页，№1.53.

第六章　信号处理电路

信号处理电路的类型很多，本章将介绍下列几种常用的信号处理电路：RC 有源滤波器、精密二极管电路、电压比较器和采样-保持电路.

第一节　RC有源滤波器

有源滤波器又叫有源选频电路，它的功能是让指定频段的信号通过，而将其余频段上的信号加以抑制或使其急剧衰减. 在无线电通讯、测量和控制系统中，经常用到这种具有选频作用的电路.

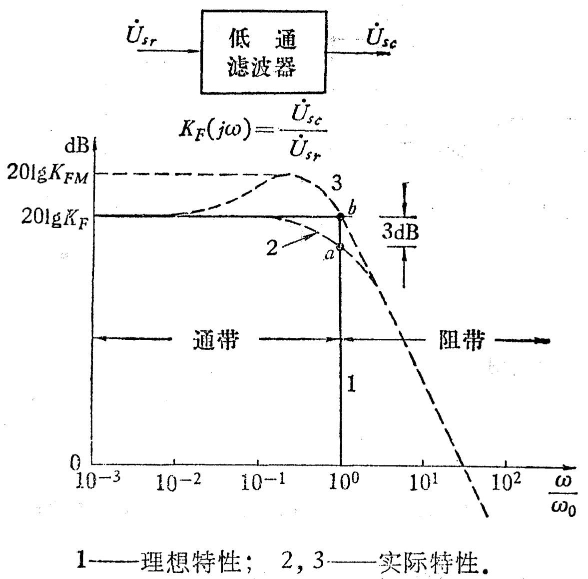
运算放大器和 RC 网络组成的有源滤波器与无源滤波器相比，具有一系列优点. 首先，它不用电感元件，所以免除了电感所固有的非线性特性、磁场屏蔽、损耗、体积和重量过大、以及不经济等缺点. 其次，由于运算放大器的增益和输入阻抗很高，输出阻抗很低，所以有源滤波器还能提供一定的信号增益和缓冲作用. 但是，运算放大器的带宽有限使这类有源滤波器只能在不太高的频带内工作，这是它的缺点.

本节将介绍五种最基本的有源滤波器，它们是：低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器和移相滤波器.

一、低通滤波器

1. 基本特性

低通滤波器用来通过低频信号，抑制或衰减高频信号，理想低通滤波器的特性可用图 6-1 来说明.



1——理想特性；　2, 3——实际特性.

图 6-1　低通滤波器的特性

低通滤波器的输出电压与输入电压之比，叫做低通滤波器的增益或电压传递函数，增益的频率特性可表示为

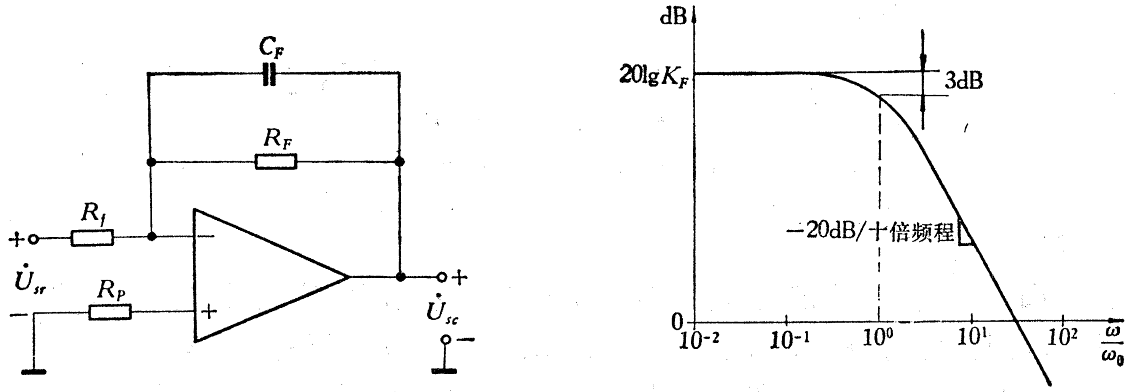
$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=K_F(\omega)e^{j\Phi_F(\omega)} \qquad (6\text{-}1)$$

低通滤波器的对数幅频特性表示在图6-1中，允许信号通过的频段为 0—ω_0，这个频段叫做低通滤波器的通带，不允许信号通过的频段为 $\omega>\omega_0$，叫做低通滤波器的阻带或禁带. ω_0 叫做截止角频率，$f_0=\omega_0/2\pi$ 叫做截止频率. 低通滤波器的理想特性是让 0—ω_0 频段上的全部信号通过，$\omega>\omega_0$ 的信号则完全不让通过.

实际上，很难获得理想特性．实际特性将如图 6-1 中的曲线 2 或 3 所示．两者的差别在于通带中的幅频特性是否具有共振峰．对于没有共振峰的特性 2，一般规定增益下降到 $K_F/\sqrt{2}$（即下降 3 dB）时的频率为截止频率，如图中 a 点所示．对于有共振峰的特性 3，截止频率规定为幅频特性从峰值 K_{FM} 回到起始值 K_F 时的频率，如图中 b 点所示．

2. 一阶低通滤波器

为了获得图 6-1 的低通特性，方法很多，最简单的电路是一阶低通滤波器，图 6-2 是它的电路和特性．



(a)　　　　　　　　(b)

图 6-2　一阶低通滤波器

(a) 电路($R_P = R_f // R_F$)；(b) 幅频特性．

图 6-2 电路属于反相运算放大器，它的 $Z_f = R_f$，$Z_F = R_F // \frac{1}{j\omega C_F} = \frac{R_F}{1 + j\omega R_F C_F}$，据式(5-9)，可得

$$K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = -\frac{R_F/R_f}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{6-2}$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{R_F C_F} \quad 或 \quad f_0 = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$

ω_0 是滤波器的截止角频率，所以幅频特性和相频特性分别为

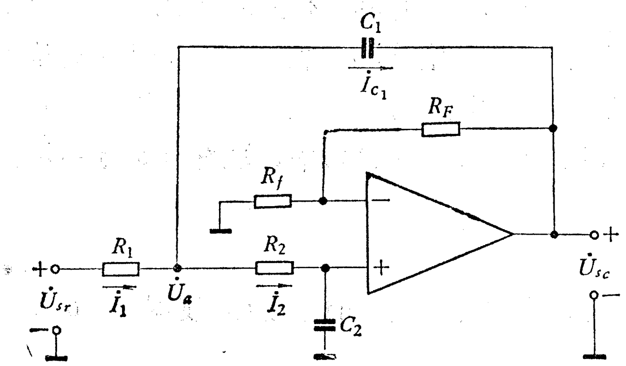
$$\begin{cases} K_F(\omega) = \dfrac{R_F/R_f}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \dfrac{|K_F|}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \\ \Phi_F(\omega) = -\pi - \mathrm{tg}^{-1}\dfrac{\omega}{\omega_0} \end{cases} \tag{6-3}$$

其对数幅频特性示于图 6-2(b) 中．

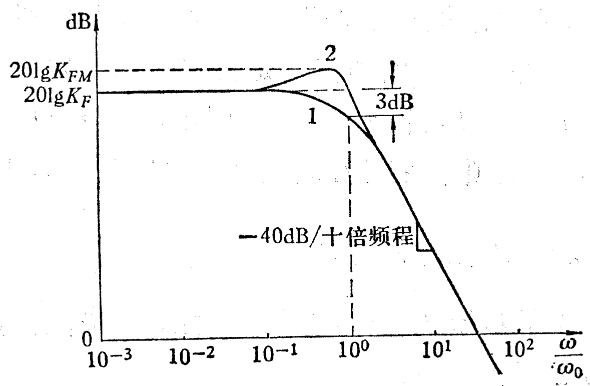
一阶低通滤波器的优点是简单，缺点是特性偏离理想特性过远，阻带区衰减太慢，衰减斜率仅为 −20 dB/十倍频程，所以适用于要求不高的场所．

3. 二阶低通滤波器

为了增加阻带区的衰减速度，可用二阶低通滤波器，在阻带区，它能提供 −40 dB/十倍频程的衰减，电路如图 6-3(a) 所示．



(a)



(b)

1——$\zeta=\frac{1}{\sqrt{2}}$；2——$\zeta<\frac{1}{\sqrt{2}}$.

图 6-3 二阶低通滤波器

(a) 电路；(b) 幅频特性.

(1) 基本关系式

图 6-3(a) 电路具有同相结构，它对 RC 网络呈现很高的输入阻抗，因此，整个电路的选频特性基本上取决于 RC 网络. 改变比值 R_F/R_f，可获得所需的增益. 不过，放大器同相工作时，输入端有较高的共模电压，故必须选用共模输入电压较高的运算放大器.

根据同相运算放大器的工作原理，不难列出

$$\dot{U}_- = \frac{R_f}{R_f + R_F}\dot{U}_{sc}$$

$$\dot{U}_+ = \dot{U}_-$$

$$\dot{U}_+ = \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2}\dot{U}_a$$

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{R_1}(\dot{U}_{sr} - \dot{U}_a)$$

$$\dot{I}_{c1} = j\omega C_1(\dot{U}_a - \dot{U}_{sc})$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{R_2}(\dot{U}_a - \dot{U}_+)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_{c1}$$

由上列方程组，得

$$K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = \frac{K_F}{\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right) + 1}$$

$$= \frac{K_F}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right)} \tag{6-4}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$K_F(\omega) = \frac{K_F}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \tag{6-5}$$

$$\Phi_F(\omega) = -\mathrm{tg}^{-1}\left[\frac{2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_n}}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^2}\right] \tag{6-6}$$

式中

$$\begin{cases} K_F = 1 + \dfrac{R_F}{R_f} \\ \omega_n = \sqrt{\dfrac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \\ \zeta = \dfrac{1}{2}\left[\sqrt{\dfrac{R_2C_2}{R_1C_1}} + \sqrt{\dfrac{R_1C_2}{R_2C_1}} - (K_F - 1)\sqrt{\dfrac{R_1C_1}{R_2C_2}}\right] \end{cases} \tag{6-7}$$

在有源滤波器的应用中，一般取阻尼系数 $\zeta \leqslant \dfrac{1}{\sqrt{2}}$. 当 $\zeta < \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 时，幅频特性将出现共振峰. 式(6-5)右边分母对 ω 微分，并令它等于零，可求得出现共振峰时的角频率 ω_P

$$\frac{d}{d\omega}\left[\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right] = 0$$

所以

$$4\frac{\omega}{\omega_n^2}\left(\frac{\omega^2}{\omega_n^2} + 2\zeta^2 - 1\right) = 0$$

得

$$\omega = \omega_P = \omega_n\sqrt{1-2\zeta^2} \tag{6-8}$$

ω_P 叫做峰值角频率或谐振角频率，它对应的最大幅值为

$$K_{FM} = K_F(\omega_P) = \frac{K_F}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \tag{6-9}$$

上述各关系式表明，二阶低通滤波器的各项性能主要由阻尼系数 ζ 和固有振荡角频率 ω_n 决定. $\zeta = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 和 $\zeta < \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 的幅频特性示于图 6-3(b) 中.

当 $\zeta = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 时，式(6-5)变为

$$K_F(\omega) = \frac{K_F}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_n}\right)^4}} \tag{6-10}$$

它没有峰值，最大值是 K_F，当 $\omega = \omega_n$ 时，

$$K_F(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{2}}K_F$$

可见，按 −3 dB 来定义截止频率时，$\zeta = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 时的截止角频率 ω_0 就是固有振荡角频率 ω_n

$$\omega_0 = \omega_n \tag{6-11}$$

当 $\zeta < \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 时，幅频特性有峰值，按规定，截止角频率是幅频特性从峰值回到起始

值时的角频率，为此，令式(6-5)右边分母等于一，可求得截止角频率

$$\omega_0 = \omega_n\sqrt{2(1-2\zeta^2)} \tag{6-12}$$

ζ 的大小还决定了峰值与起始值之差，当按分贝表示时，由式(6-9)可得

$$20\ \lg K_{FM} - 20\ \lg K_F = 20\ \lg\frac{K_{FM}}{K_F} = 20\lg\frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \tag{6-13}$$

这个差值反映了通带中幅度的起伏程度，故有人以此差值大小来称呼这种滤波器。例如，当 $20\ \lg\ K_{FM}/K_F = 1\text{dB}$，就叫 1dB 低通滤波器。利用式(6-12)和(6-13)可以对 ζ 的几种常用的特定值，算出二阶低通滤波器的主要参数，如表 6-1 所示，以便直接引用。

表 6-1 当 $\zeta<\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，二阶滤波器的参数关系

ζ	$20\lg\frac{K_{FM}}{K_F}$ (dB)	ω_0	
		二阶低通	二阶高通
0.5792	0.500	$0.8114\ \omega_n$	$1.234\ \omega_n$
0.5774	0.512	$0.8165\ \omega_n$	$1.226\ \omega_n$
0.5227	1.000	$0.9525\ \omega_n$	$1.051\ \omega_n$
0.5000	1.248	ω_n	ω_n
0.4434	2.000	$1.102\ \omega_n$	$0.9074\ \omega_n$
0.3832	3.000	$1.188\ \omega_n$	$0.8418\ \omega_n$

在实际应用中，有时需要通过调节 ζ 和 ω_n 来获得所需的 ω_0 和 $20\ \lg\ K_{FM}/K_F$。根据式(6-7)可知，按比例同时增大或减小 R_1 和 R_2，可调节 ω_n，而不影响 ζ；改变 K_F 可调节 ζ，而不影响 ω_n，这正是这种滤波器的优点。

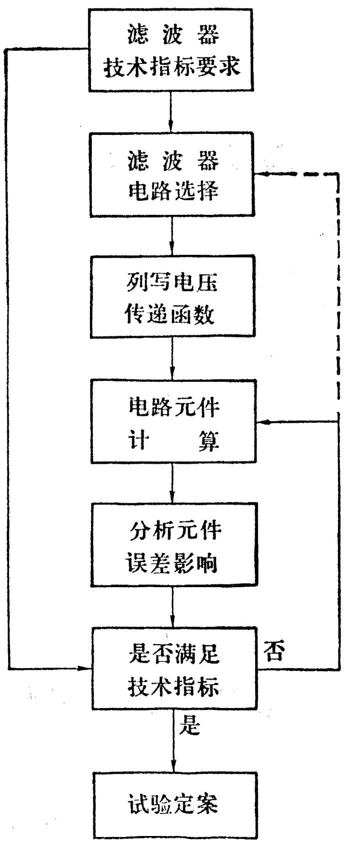


图 6-4 滤波器设计流程图

(2) 设计步骤

各类滤波器的一般设计步骤，可用图 6-4 的流程图来说明。首先，明确所需滤波器的主要技术指标，主要是 ω_n，ζ 和精度等。其次，选择能满足此技术指标的滤波电路，列写电路的传递函数。再次，计算电路元件参数，分析和复校元件参数的各项误差影响，检查是否满足要求。若不符合要求，可重选电路元件参数再进行一次计算，有时，甚至需要回到滤波电路选择，按上述步骤再设计一次。若满足要求，则可转到试验定案。实际设计常常要求试验和计算相互交叉进行。

考虑到图 6-3 的具体情况，它的实际设计步骤如下：

已知条件：K_F，ω_n 和 ζ。

第一，选定电容比例常数 a

$$a = \frac{C_2}{C_1}$$

由式(6-14)可知，a 必须满足下列条件式

$$a \leqslant K_F - 1 + \zeta^2$$

考虑到电容器系列的标称值情况，a 宜取整数，例如取为 1，2 和 3 等等，以便 C_1 和 C_2 都能采用标称值电容，从而减少

电容器的数量和选配时间.

第二,选择电容 C_1. 应尽可能按电容标称值选用. 先选电容的原因在于电容器标称值规格比电阻规格少得多,电容难配,电阻易配. 在 $K_F = 1—10$ 的范围内,可据截止频率按表 6-2 初选 C_1 值. 该表的数据由文献[1]提供,引用时作了节略,详细数据可参阅原著.

表 6-2 频率 f 与电容 C 的对应范围

f(Hz)	C(μF)	f(Hz)	C(pF)
1—10	20—1	10^3—10^4	10^4—10^3
10—10^2	1—0.1	10^4—10^5	10^3—10^2
10^2—10^3	0.1—0.01	10^5—10^6	10^2—10

第三,按下列关系式计算 RC 网络的元件值

$$\begin{cases} C_2 = aC_1 \\ R_2 = \dfrac{\zeta}{aC_1\omega_n}\left(1+\sqrt{1+\dfrac{K_F-1-a}{\zeta^2}}\right) \\ R_1 = \dfrac{1}{aC_1^2\omega_n^2 R_2} \end{cases} \tag{6-14}$$

上列各式,由式(6-7)导出.

第四,按 K_F 和减小输入偏置电流及其漂移影响的要求,确定 R_f 和 R_F. 据此,有

$$K_F = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

$$R_1 + R_2 = R_f /\!/ R_F$$

由此导出

$$\begin{cases} R_F = K_F(R_1 + R_2) \\ R_f = \dfrac{R_F}{K_F - 1} \end{cases} \tag{6-15}$$

第五,分析所得数据,主要检查电容和电阻的数值是否合理,离标称值是否过远,元件公差能否满足通带精度要求,等等. 若有不合理的地方,可另选一组参数,重复上述步骤,直到满足要求为止.

第六,检查运算放大器性能对滤波器精度的影响. 主要检查放大器的开环直流增益 K_0 和增益-带宽积 $K_0\omega_0$ 是否满足要求. K_0 和输入电阻过小,回路增益下降,直接导至 K_F 减小,ζ 增大,从而降低滤波器的精度. $K_0\omega_0$ 过小不仅使闭环频带变窄,也加大了幅度和相位误差. 一般来说,K_F 和 ω_n 应当比放大器的 K_0 和 ω_c 小得多才行.

例 6-1 已知 $K_F = 10$, $f_n = 1000$ Hz, $\zeta = 1/\sqrt{2}$. 这是幅频特性无共振峰的情况,所以,它的截止频率由式(6-11)决定,为

$$f_0 = f_n = 1000 \text{ Hz}$$

取 $a = 2$, 由表 6-2, 选 $C_1 = 0.01\ \mu$F, 由式(6-14),得

$$C_2 = aC_1 = 2 \times 0.01 \times 10^{-6} = 0.02\ \mu\text{F}$$

$$R_2 = \frac{1}{\sqrt{2}\, aC_1\omega_n}\left[1 + \sqrt{2(K_F - a) - 1}\right] \approx 27.4\ \text{k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{aC_1^2\omega_n^2 R_2} \approx 4.62\ \text{k}\Omega$$

当滤波器精度要求不高时，可按标称值选用电阻，以节约选配元件的时间．为此，取

$$R_2 = 27\ \text{k}\Omega \quad R_1 = 4.7\ \text{k}\Omega$$

这时，$f_0 = f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \approx 999\ \text{Hz}$．若元件公差都为 $\delta = \pm 5\%$，则在公差配合最坏条件下，有

$$f_0 = 999\sqrt{\frac{1}{1\pm 4\delta}} \approx 912—1120\ \text{Hz}$$

若此截止频率分布范围不满足要求，则应提高元件精度，或重选一组参数．

由式(6-15)，得

$$R_F = K_F(R_1 + R_2) \approx 320\ \text{k}\Omega$$

$$R_f = \frac{R_F}{K_F - 1} \approx 35.6\ \text{k}\Omega$$

本例的幅频特性如图 6-5 特性 2 所示．

例 6-2 已知 $K_F = 10$，$f_n = 1000\ \text{Hz}$，$\zeta = 0.5$．这是幅频特性有共振峰的情况．由表 6-1 可知，这是 1.248 dB 低通滤波器，它的截止频率为

$$f_0 = f_n = 1000\ \text{Hz}$$

取 $a = 2$，由表 6-2，选 $C_1 = 0.01\ \mu\text{F}$，由式(6-14)，得

$$C_2 = 0.02\ \mu\text{F} \quad R_2 = 25.4\ \text{k}\Omega \quad R_1 = 4.98\ \text{k}\Omega$$

取标称值

$$R_2 = 24\text{k}\ \Omega \quad R_1 = 5.1\ \text{k}\Omega$$

这时，$f_0 = f_n \approx 1020\ \text{Hz}$．若公差为 $\delta = \pm 5\%$，则有 $f_0 \approx 931—1140\ \text{Hz}$．当此截止频率分布范围不满足要求时，可提高元件精度或重选参数．

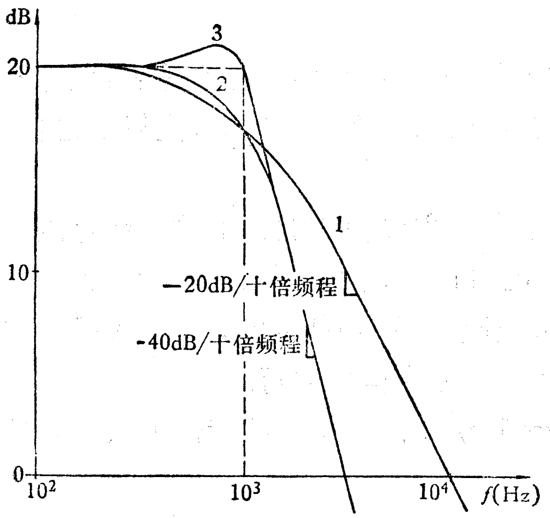
由式(6-15)，得

$$R_F = K_F(R_1 + R_2) \approx 300\ \text{k}\Omega$$

$$R_f = \frac{R_F}{K_F - 1} \approx 33\ \text{k}\Omega$$

本例的幅频特性如图 6-5 特性 3 所示．

图 6-5 的幅频特性表明，二阶低通滤波器比一阶低通滤波器更接近于理想特性．在二阶低通滤波器中，$\zeta = 1/\sqrt{2}$ 时，计算简单，通带中滤波器增益平直，通带特性好，但通带与阻带之间的截止特性差．与此相反，$\zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，截止特性较好，但计算复杂，通带中增益有波动，通带特性不理想．当需要更高的低通滤波性能时，可用两个以上的二阶低通滤波器串联起来，组成四阶以上的低通滤波器，以满足实际需要．



1——一阶低通滤波器；

2——$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的二阶低通滤波器；

3——$\zeta = \frac{1}{2}$ 的二阶低通滤波器．

图 6-5 $f_0 = 1000\ \text{Hz}$ 的低通滤波器的幅频特性

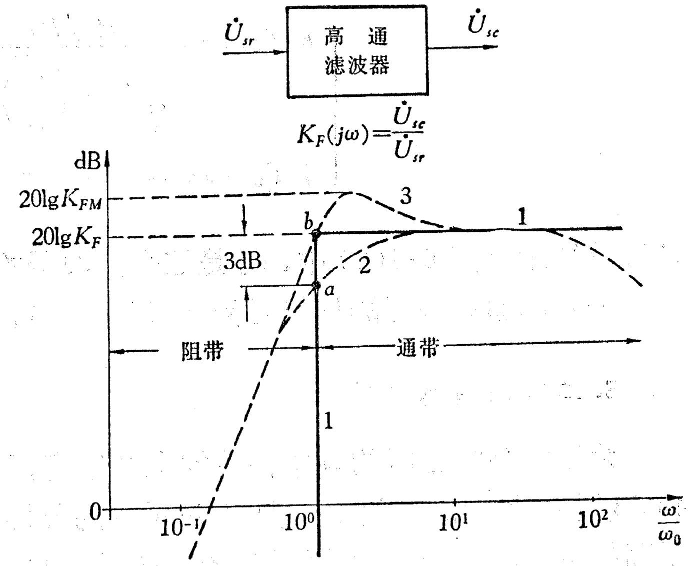
二、高通滤波器

1. 基本特性

与低通滤波器相反，高通滤波器用来通过高频信号，抑制或衰减低频信号．理想高通滤波器的特性可用图 6-6 来说明．

高通滤波器的幅频特性仍具有式(6-1)的形式，通带与阻带仍以 ω_0 为界，但 $\omega > \omega_0$ 为通带，$0—\omega_0$ 为阻带，幅频特性如图 6-6 所示．理想特性是让通带上的信号全部通过，阻带上的信号全部抑制．

实际特性只能接近理想特性，如图 6-6 的曲线 2 或 3 所示．与低通滤波器相似，对于通带中没有共振峰的特性 2 而言，规定比 $20\lg K_F$ 低 3 dB 所对应的频率为截止频率，如图中 a 点所示．对于通带中有起伏的特性 3 而言，规定通带中的波动起点为截止频率，如图中 b 点所示．在图 6-6 的幅频特性中，由于运算放大器的带宽有限，实际特性将在高频端衰减．

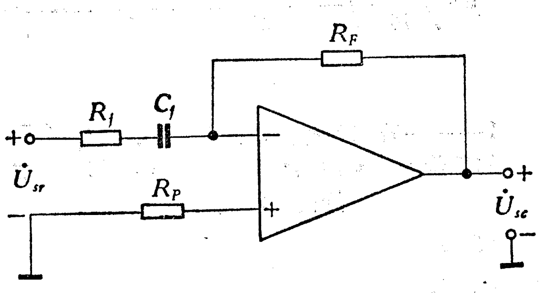


1——理想特性； 2，3——实际特性．

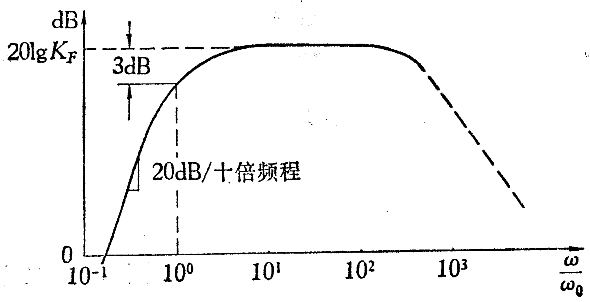
图 6-6 高通滤波器的特性

2. 一阶高通滤波器

实现图 6-6 高通特性的最简单电路是一阶高通滤波器，图 6-7 是它的电路和特性，这个电路的外形与图 5-58(a) 的微分运算放大器完全相同，但参数选择原则是不一样的．



(a) ($R_P = R_F$)



(b)

图 6-7 一阶高通滤波器

(a) 电路； (b)幅频特性．

图 6-7 属于反相运算放大器，它的 $Z_F = R_F$，$Z_f = R_f + (1/j\omega C_f)$，据式(5-9)，可得

$$K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = -\frac{j\omega R_F C_f}{1 + j\omega R_f C_f} = -\frac{R_F/R_f}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}} \tag{6-16}$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{R_f C_f}$$

或

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$$

所以，幅频特性和相频特性分别为

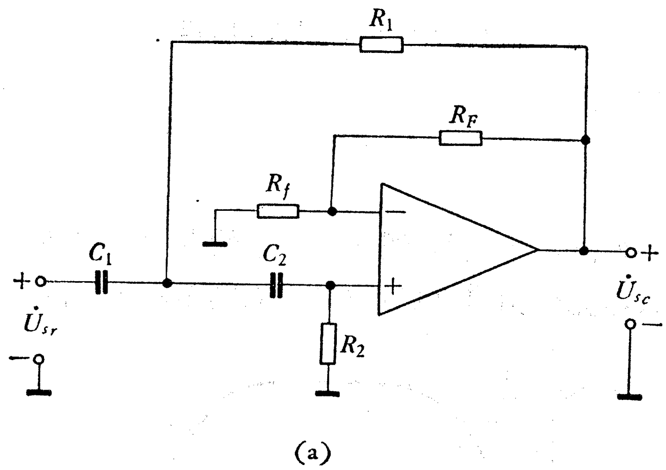
$$\begin{cases} K_F(\omega) = \dfrac{R_F/R_f}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} = \dfrac{|K_F|}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \\ \Phi_F(\omega) = -\pi + \mathrm{tg}^{-1}\dfrac{\omega_0}{\omega} \end{cases} \tag{6-17}$$

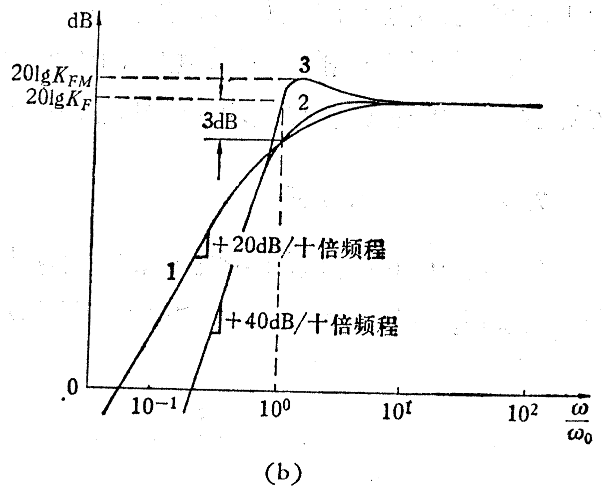
幅频特性示于图 6-7(b) 中，ω_0 是这个滤波器的截止角频率.

一阶高通滤波器的优点是简单，但阻带特性较差，仅适用于要求不高的场所.

3. 二阶高通滤波器

为了提高阻带区的频率特性的上升速度，可用二阶高通滤波器，在阻带区，它能提供 40 dB/十倍频程的正斜率. 把图 6-3(a) 的外接 RC 网络中的电阻电容互换位置，就组成了同相结构的二阶高通滤波器，图 6-8 是它的电路和特性.





1—— 一阶高通滤波器；2——$\zeta = 1/\sqrt{2}$ 的二阶高通滤波器；3——$\zeta = 1/2$ 的二阶高通滤波器.

图 6-8 二阶高通滤波器

(a) 电路；(b) 幅频特性.

(1) 基本关系式

根据图 6-8(a)，二阶高通滤波器的频率特性为

$$K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = \frac{K_F}{\left(j\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)^2 - 2\zeta\left(j\dfrac{\omega_n}{\omega}\right) + 1} = \frac{K_F}{1-\left(\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)^2 - 2\zeta\left(j\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)} \tag{6-18}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$K_F(\omega) = \frac{K_F}{\sqrt{\left[1-\left(\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)^2}} \tag{6-19}$$

$$\Phi_F(\omega) = \mathrm{tg}^{-1}\left[\frac{2\zeta\frac{\omega_n}{\omega}}{1-\left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2}\right] \tag{6-20}$$

式中

$$K_F = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2}\left[\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} + \sqrt{\frac{R_1C_2}{R_2C_1}} + (1-K_F)\sqrt{\frac{R_2C_2}{R_1C_1}}\right]$$

在二阶高通滤波器中，常取 $C_1 = C_2 = C$，所以上式简化为

$$\begin{cases} K_F = 1 + \frac{R_F}{R_f} \\ \omega_n = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{1}{R_1R_2}} \\ \zeta = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \frac{1}{2}(1-K_F)\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \end{cases} \tag{6-21}$$

象二阶低通滤波器一样，二阶高通滤波器的阻尼系数一般取为 $\zeta \leqslant \frac{1}{\sqrt{2}}$. 当 $\zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，幅频特性将出现共振峰. 式(6-19)右边分母对 ω 微分，并令它等于零，可求得出现共振峰时的角频率 ω_P

$$\frac{d}{d\omega}\left[\left(1-\frac{\omega_n^2}{\omega^2}\right)^2 + \left(2\zeta\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2\right] = 0$$

所以

$$4\frac{\omega_n^2}{\omega^3}\left(1-2\zeta^2-\frac{\omega_n^2}{\omega^2}\right) = 0$$

得

$$\omega = \omega_P = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-2\zeta^2}} \tag{6-22}$$

ω_P 也叫峰值角频率或谐振角频率，它对应的最大幅值与式(6-9)完全相同.

由此可见，二阶高通滤波器的各项性能也主要由阻尼系数 ζ 和固有振荡频率 ω_n 决定. $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 和 $\zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的幅频特性示于图 6-8(b) 中，为了便于比较，$\zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的特性按 $\zeta = 1/2$ 示出，同图中还示出了一阶高通滤波器的特性.

当 $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，式(6-19)变为

$$K_F(\omega) = \frac{K_F}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^4}} \tag{6-23}$$

所以截止角频率仍由式(6-11)描述.

当 $\zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时，幅频特性有峰值，按规定，可令式(6-19)右边分母等于一，求得截止角频率为

$$\omega_0 = \frac{\omega_n}{\sqrt{2(1-2\zeta^2)}} \tag{6-24}$$

它的 $20\lg K_{FM}/K_F$ 与 ζ 之间的关系仍由式(6-13)描述．这样，据式(6-24)和(6-13)可对 ζ 的几种常用特定值，算出二阶高通滤波器的主要参数，列于表 6-1 中，以便直接查用．

这个电路的 ζ 和 ω_n 也能各自独立地调节，按比例同时增大或减小 R_1 和 R_2，可调节 ω_n，不影响 ζ；改变 K_F 可调节 ζ，而不影响 ω_n．

(2) 设计步骤

已知条件：K_F，ω_n 和 ζ．

第一，按电容量的标称值选择电容 $C = C_1 = C_2$．在 $K_F = 1$—10 的范围内，根据截止频率按表 6-2 初选 C 值．

第二，按下列关系式计算 RC 网络的元件值

$$\begin{cases} R_1 = \dfrac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 + 2(K_F - 1)}}{2\omega_n C} \\ R_2 = \dfrac{1}{\omega_n^2 C^2 R_1} \end{cases} \tag{6-25}$$

上列各式，由式(6-21)导出．

第三，按 K_F 和减小输入偏置电流及其漂移影响的要求，确定 R_f 和 R_F．据此，有

$$K_F = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

$$R_2 = R_f /\!/ R_F$$

由此导出

$$\begin{cases} R_F = K_F R_2 \\ R_f = \dfrac{R_F}{K_F - 1} \end{cases} \tag{6-26}$$

以下步骤与二阶低通滤波器相同，不再赘述．

(3) 特性比较

图 6-8(b) 的特性比较表明，二阶高通特性优于一阶．在二阶高通滤波器中，当 $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 时，通带特性好，但通带与阻带之间的截止特性差；与此相反，$\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时，截止特性好，但通带中增益有波动．当需要更高的高通滤波性能时，可用两个以上的二阶高通滤波器串联起来，组成四阶以上的高通滤波器，以满足实际需要．

三、带通滤波器

1. 基本特性

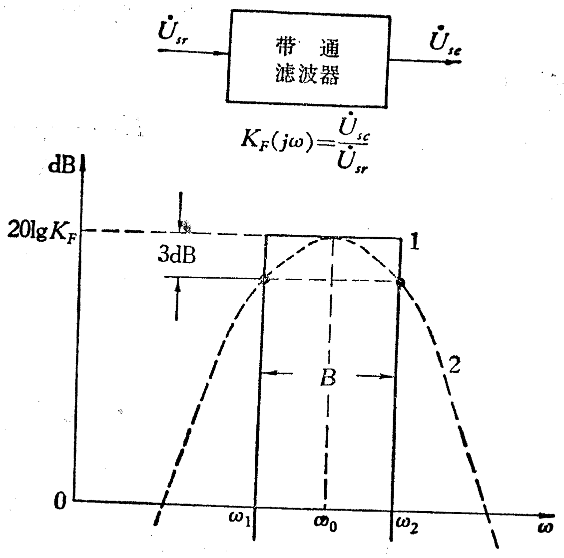
带通滤波器用来通过某一频段的信号，将此频段两端以外的信号加以抑制或衰减，带通滤波器的理想特性可用图 6-9 来说明．

带通滤波器通过频段的宽度叫做频宽，用符号 B 表示，频宽中点所在角频率叫做中心角频率，用 ω_0 表示．这样，带通滤波器的品质因数 Q 可表示为

$$Q=\frac{\omega_0}{B} \qquad (6\text{-}27)$$

频宽 B 愈窄，品质因数 Q 愈高，表示带通滤波器的选择性愈好．理想带通特性在频宽以外的增益为零．实际上，只能获得近似的带通特性，习惯上以低于最大幅度 3 dB 所对应的高、低频率之差，定义为频宽，按图 6-9 所注符号，有

$$\begin{cases} B=\omega_2-\omega_1 \\ \omega_0=\sqrt{\omega_1\omega_2} \end{cases} \qquad (6\text{-}28)$$



1——理想特性； 2——实际特性.

图 6-9 带通滤波器的特性

2. 简单二阶带通滤波器

简单二阶带通滤波器由一个运算放大器和 RC 网络组成，电路如图 6-10(a) 所示，这种具有多回路结构的带通滤波器的优点是元件少，输出阻抗低，品质因数可达 20 左右，所以获得广泛应用．

(1) 基本关系式

图 6-10(a) 所示的带通滤波器的频率特性为

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{-K_F\dfrac{1}{Q}\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)}{\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2+\dfrac{1}{Q}\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)+1}=\frac{-K_F}{1+jQ\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)} \qquad (6\text{-}29)$$

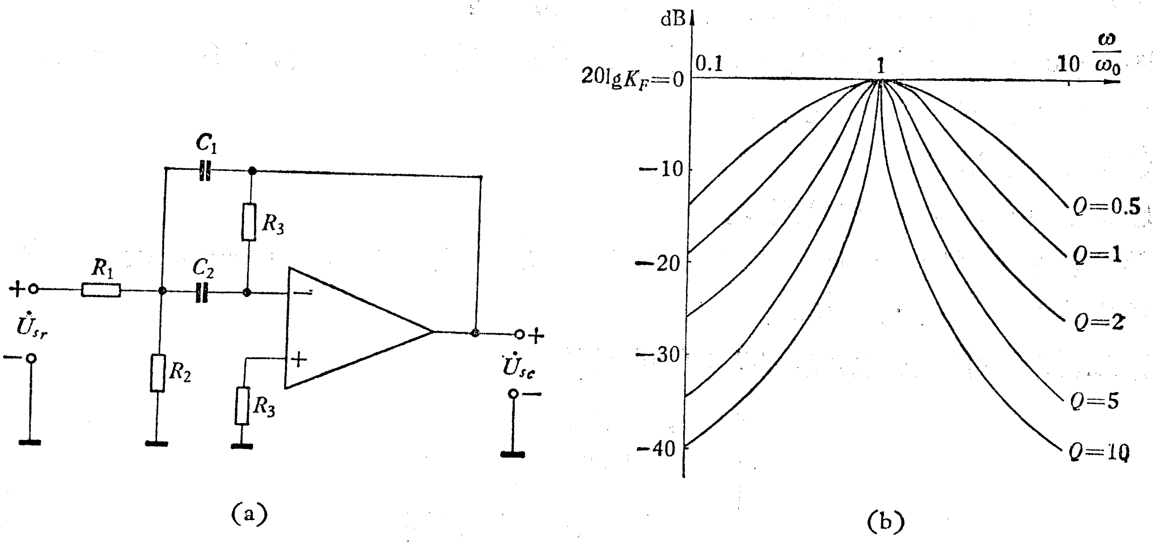


图 6-10 简单二阶带通滤波器

(a) 电路； (b) 幅频特性.

幅频特性和相频特性分别为

$$K_F(\omega)=\frac{K_F}{\sqrt{1+Q^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \qquad (6\text{-}30)$$

$$\Phi_F(\omega) = -\pi - \mathrm{tg}^{-1}\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] \tag{6-31}$$

式中

$$K_F = \frac{R_3}{R_1\left(1 + \dfrac{C_1}{C_2}\right)}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_3\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}\right)}}{\sqrt{\dfrac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\dfrac{C_2}{C_1}}}$$

在实际应用中,常取 $C_1 = C_2 = C$, 上式简化为

$$\begin{cases} K_F = \dfrac{R_3}{2R_1} \\ \omega_0 = \dfrac{1}{C}\sqrt{\dfrac{1}{R_3}\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}\right)} \\ Q = \dfrac{1}{2}\sqrt{R_3\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}\right)} \end{cases} \tag{6-32}$$

由此可见，二阶带通滤波器的性能主要取决于品质因数 Q 和中心角频率 ω_0. 为了调节 Q 和 ω_0,一般先调整 R_3 以改变 Q 值,再调整 C 以改变 ω_0, 但调整 R_3 将同时影响 ω_0, 这是它的不便之处. 如果 Q 值选得过高，R_2 的阻值就必然很低[参见式(6-33)],这时,输入信号将严重衰减,并加重放大器的负担;而且,由于 Q 值对元件参数的误差十分灵敏,故 Q 的最大值不宜超过 20, 一般情况下,以 $Q \leqslant 10$ 为宜.

图 6-10(b) 是这个电路的幅频特性，所有曲线的 K_F 都相同，仅 Q 取不同值，不难看出, Q 值愈大,选频特性愈好.

(2) 设计步骤

已知条件: K_F, ω_0 和 Q 或 B.

第一，按电容量的标称值选择电容 $C = C_1 = C_2$. 在 $K_F = 1$—10 的范围内，根据中心频率 f_0 按表 6-2 初选 C 值.

第二,按下列关系式计算 RC 网络的元件值

$$\begin{cases} R_1 = \dfrac{Q}{K_F \omega_0 C} \\ R_2 = \dfrac{Q}{(2Q^2 - K_F)\omega_0 C} \\ R_3 = \dfrac{2Q}{\omega_0 C} \end{cases} \tag{6-33}$$

上列各式,由式(6-32)导出.

以下步骤与二阶低通滤波器相同,不再重复.

例 6-3 已知 $K_F = 10$, $Q = 10$, $f_0 = 1000$ Hz.

由表 6-2, 取 $C = C_1 = C_2 = 0.01\ \mu$F. 由式(6-33),得

$$R_1=\frac{Q}{K_F\omega_0 C}=\frac{Q}{2\pi f_0 K_F C}\approx 15.9\ \text{k}\Omega$$

$$R_2=\frac{Q}{(2Q^2-K_F)\omega_0 C}\approx 838\ \Omega$$

$$R_3=\frac{2Q}{\omega_0 C}\approx 318\ \text{k}\Omega$$

将上列计算结果取标称值

$$R_1=16\ \text{k}\Omega\quad R_2=820\ \Omega\quad R_3=330\ \text{k}\Omega$$

这时,按式(6-32)算出

$$f_0=992\ \text{Hz}\quad Q=10.3\quad K_F=10.3$$

若满足要求,就不再重选了.

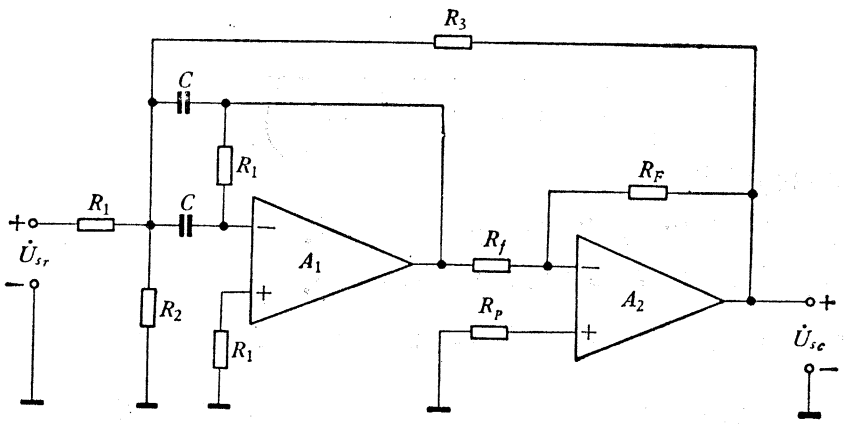
例 6-4 已知 $K_F=50$, $Q=10$, $f_0=160$ Hz.

由表 6-2, 取 $C=C_1=C_2=0.1\ \mu\text{F}$, 由式(6-33),得

$$R_1=2\ \text{k}\Omega\quad R_2=663\ \Omega\quad R_3=199\ \text{k}\Omega$$

3. 高 Q 二阶带通滤波器

图 6-10(a) 电路的 Q 值不高,为了提高 Q 值, 可在上述电路的基础上, 增加一级反相比例运算放大器,并引入适量的正反馈,可把 Q 值提高到 50 左右,电路如图 6-11 所示.



$(R_P=R_f//R_F)$

图 6-11 高 Q 二阶带通滤波器

(1) 基本关系式

在图 6-11 的电路中, A_2 为反相比例运算放大器, 由它通过电阻 R_3 实现正反馈. 可以证明, 这个电路的频率特性与式(6-29)仅差一个负号, 所以幅频特性仍由式(6-30)描述,但滤波器性能参数与电路元件之间的关系由下列各式决定:

$$\left\{\begin{aligned} K_F&=\frac{R_3\dfrac{R_F}{R_f}}{2R_3-R_1\dfrac{R_F}{R_f}}\\ \omega_0&=\frac{1}{C}\sqrt{\frac{1}{R_1}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)}\end{aligned}\right.\tag{6-34}$$

$$Q = \frac{R_3}{2R_3 - R_1\dfrac{R_F}{R_f}}\sqrt{R_1\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)}$$

由上式可以看出，为了调节 Q 和 ω_0，在 K_F 没有限定的情况下，可以通过改变比值 R_F/R_f 来调节 Q，改变 C 来调节 ω_0，两者互不影响.

（2）设计步骤

已知条件：K_F，ω_0 和 Q 或 B.

第一，按电容量的标称值选用 C. 在 $K_F = 1$—10 的范围内，据中心频率 f_0 按表 6-2 初选 C 值.

第二，初选 R_F/R_f，一般应使 $R_F/R_f < 10$. 但应满足下列不等式

$$\frac{R_F}{R_f} < 2K_F$$

以便保证 R_3 为正值.

第三，按下列关系式计算 RC 网络的元件值

$$\left\{\begin{aligned} R_1 &= \frac{Q}{K_F\omega_0 C}\,\frac{R_F}{R_f} \\ R_3 &= \frac{Q\left(\dfrac{R_F}{R_f}\right)^2}{\omega_0 C\left(2K_F - \dfrac{R_F}{R_f}\right)} \\ R_2 &= \frac{1}{R_1\omega_0^2 C^2 - \left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_3}\right)} \end{aligned}\right. \tag{6-35}$$

上列各式，由式(6-34)导出.

以下步骤与二阶低通滤波器基本相同，不再重复.

例 6-5 已知 $K_F = 5$，$f_0 = 1000\ \text{Hz}$，$Q = 50$.

由表 6-2，取 $C = 0.01\ \mu\text{F}$，再取 $\dfrac{R_F}{R_f} = 0.5$，据式(6-35)，得

$$R_1 = 79.6\ \text{k}\Omega \quad R_3 = 20.9\ \text{k}\Omega \quad R_2 = 3.94\text{k}\Omega$$

$$R_F = 18\ \text{k}\Omega \quad R_f = 36\ \text{k}\Omega$$

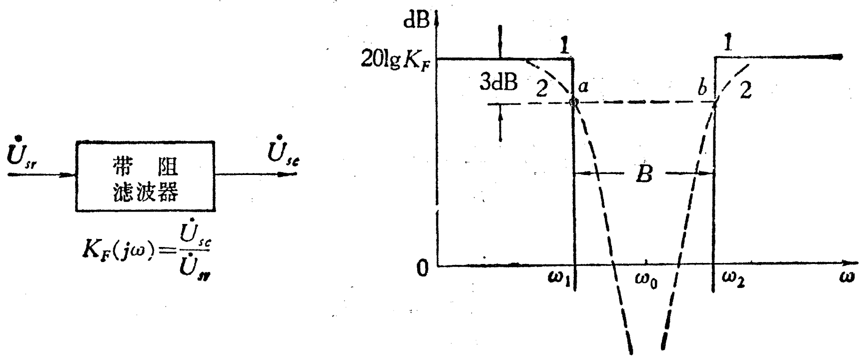
在带通滤波器的设计中，由于 Q 对元件参数变化的灵敏度很高，如果计算值离标称值过远，取标称值有时不易满足性能指标要求.

四、带阻滤波器

1. 基本特性

与带通滤波器相反，带阻滤波器专门用来抑制或衰减某一频段的信号，而让该频段以外的所有信号通过. 带阻滤波器的理想特性可用图 6-12 来说明.

带阻滤波器抑制的频段宽度叫阻带宽度，简称频宽，仍用符号 B 表示. 抑制频宽中点所在角频率叫做中心角频率，用 ω_0 表示. 这样，带阻滤波器的品质因数 Q 仍由式(6-27)决定. B 愈窄，Q 愈高，滤波器的抑制选择性就愈好. 理想带阻特性在阻带内的增益为零. 实际上，只能获得近似的抑制特性. 象带通滤波器一样，抑制频段的起始角频率 ω_1 和



1——理想特性； 2——实际特性.

图 6-12 带阻滤波器的特性

终止角频率 ω_2 按低于最大增益的 $1/\sqrt{2}$ 倍所对应的角频率来定义，如图 6-12 的 a 和 b 两点所示，所以，频宽 B 和中心角频率 ω_0 仍由式(6-28)描述.

十分明显，如果从输入信号中减去经带通滤波器处理过的信号，就得到了带阻信号，所以，把带通滤波器和减法电路组合起来，就是一个带阻滤波器，组成框图如图 6-13 所示.

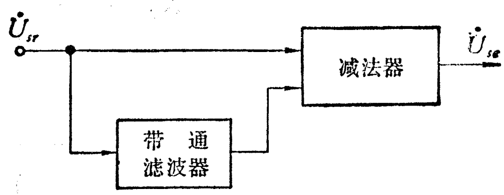
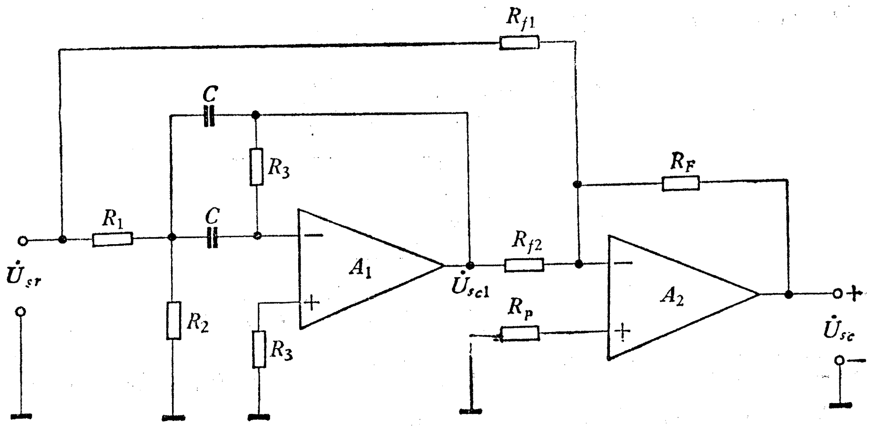


图 6-13 带阻滤波器组成框图

2. 二阶带阻滤波器

利用图 6-10(a) 所示的反相型带通滤波器组成的带阻滤波器如图 6-14 所示. 图中，A_1 组成反相型带通滤波器，A_2 组成加法运算放大器. A_1 的输出是输入信号的反相带通信号，再经 A_2 与输入信号本身相加，则在 A_2 的输出端就得到了带阻信号. 采用这种结构的带阻滤波器时，它的 B，ω_0 和 Q 分别等于带通滤波器 A_1 的 B，ω_0 和 Q.



$(R_P = R_{f1}//R_{f2}//R_F)$

图 6-14 二阶带阻滤波器

(1) 基本关系式

由式(6-29)可知，图 6-14 中的带通滤波器 A_1 在中心频率 ω_0 的增益为 $-K_F$，而 $K_F=\frac{R_3}{2R_1}$，所以，A_1 的输出信号为

$$U_{sc1}(j\omega_0) = -\frac{R_3}{2R_1}U_{sr}(j\omega_0)$$

为了通过加法运算放大器 A_2 将它完全抑制掉,必须使

$$U_{sc1}(j\omega_0)\frac{R_F}{R_{f2}} + U_{sr}(j\omega_0)\frac{R_F}{R_{f1}} = 0$$

由上两式得

$$\frac{R_{f2}}{R_{f1}} = \frac{R_3}{2R_1} \tag{6-36}$$

这正是组成图 6-14 所示带阻滤波器的必要条件.

由图 6-14 可得带阻滤波器的频率特性为

$$\begin{aligned} K_F(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} &= \frac{-K_F\left[\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+1\right]}{\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+\frac{1}{Q}\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)+1} \\ &= \frac{-K_F}{1+j\frac{1}{Q\left(\frac{\omega_0}{\omega}-\frac{\omega}{\omega_0}\right)}} \end{aligned} \tag{6-37}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$K_F(\omega) = \frac{K_F}{\sqrt{1+\frac{1}{Q^2\left(\frac{\omega_0}{\omega}-\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}} \tag{6-38}$$

$$\Phi_F(\omega) = -\pi - \mathrm{tg}^{-1}\frac{1}{Q\left(\frac{\omega_0}{\omega}-\frac{\omega}{\omega_0}\right)} \tag{6-39}$$

在满足条件式(6-36)的情况下,上式中各参数关系为

$$\begin{cases} K_F = \frac{R_F}{R_{f1}} = \frac{R_3R_F}{2R_1R_{f2}} \\ \omega_0 = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{1}{R_3}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)} \\ Q = \frac{1}{2}\sqrt{R_3\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)} \end{cases} \tag{6-40}$$

由此可见，二阶带阻滤波器的性能主要由 Q 和 ω_0 决定. Q 和 ω_0 的调节方法与图 6-10(a) 相同. 它的 Q 值范围由组成的带通滤波器决定.

(2) 设计步骤

已知条件: K_F, ω_0 和 Q 或 B.

第一,按电容量标称值选 C. 据中心频率 f_0 按表 6-2 初选 C 值.

第二,初选 R_F/R_{f2}, 一般取为 $K_F/2$.

第三,按下列关系式计算 RC 网络的元件值

$$
\begin{cases}
R_1 = \dfrac{QR_F}{K_F\omega_0 C R_{f2}} \\
R_2 = \dfrac{Q}{\left(2Q^2 - \dfrac{K_F}{R_F/R_{f2}}\right)\omega_0 C} \\
R_3 = \dfrac{2Q}{\omega_0 C}
\end{cases}
\tag{6-41}
$$

上列各式，由式(6-40)导出.

第四，分析所得结果，若参数不合理时，重复上述步骤，直到满意为止.

第五，按初选值 R_F/R_{f2} 和 $K_F = R_F/R_{f1}$，确定 R_{f1}，R_{f2} 和 R_F.

以下步骤与二阶低通滤波器相同，不再重复.

五、移相滤波器

1. 基本性质

移相滤波器又叫全通滤波器，它能通过所有频率的信号，其增益幅度为常数，仅相位是频率的函数. 移相滤波器的典型相频特性以及输出和输入的波形关系，可用图 6-15 来说明.

从图 6-15(a) 的相频特性中可以看出，它的移相范围为 0——Φ_{FM}，一般规定，当相移为最大相移的二分之一时，即在 $-\frac{1}{2}\Phi_{FM}$ 处的频率叫做中心频率，如图中 a 点所示，中心角频率用 ω_0 表示. 例如，一阶移相滤波器的移相范围为 0——180°，所以它的中心频率是 $-90°$ 相移所对应的频率；又如，二阶移相滤波器的移相范围为 0——360°，所以它的中心频率是 $-180°$ 相移所对应的频率. 中心角频率是移相滤波器的重要特征参数. 在二阶移相滤波器中，另一个重要特征参数是品质因数 Q，它反映中心频率附近的相移变化的灵敏度. Q 愈高，同样的频率变化所引起的相移变化也愈大，反之则愈小，具体实例可参阅图 6-17(b).

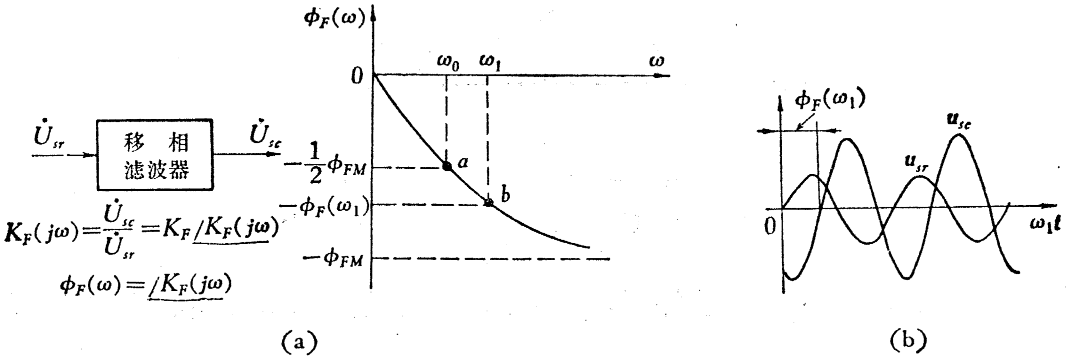


图 6-15 移相滤波器的典型特性

(a) 相频特性；(b) 角频率为 ω_1 时的输出-输入波形.

如果把角频率为 ω_1 的正弦信号加到移相滤波器中，则输出和输入的典型关系如图 6-15(b) 所示. 由图可以看出，输出的相位比输入滞后 $\Phi_F(\omega_1)$，这个值可从相频特性上得到，如图 6-15(a) 的 b 点所示. 若将横坐标按时间刻度，这也是输出滞后输入的时间，所以，移相滤波器也是时间滞后滤波器.

2. 一阶移相滤波器

最简单的移相滤波器是一阶移相滤波器，它能提供 180° 的相移．图 6-16(a) 和 (b) 是两个具体电路，图(c)是它们的相频特性，纵坐标刻度 0——180° 适用于电路(a)，－180°——360° 刻度适用于电路(b)．

电路(a)的移相范围可这样看出，当输入信号频率为零时，电容 C_t 相当于开路，同相端电压为输入电压，电路成为电压跟随器，相移为零；当信号频率很高时，C_t 几乎短路，同相端电压为零，电路成为反相比例运算放大器，相移为 －180°，故电路(a)的移相范围为 0——180°．同理，信号频率为零时，图 (b) 电路的 C_t 开路，电路成为反相比例运算放大器，相移为－180°；信号频率很高时，C_t 几乎短路，电路成为电压跟随器，相移为零，即 －360°，所以电路(b)的移相范围为－180°— －360°．

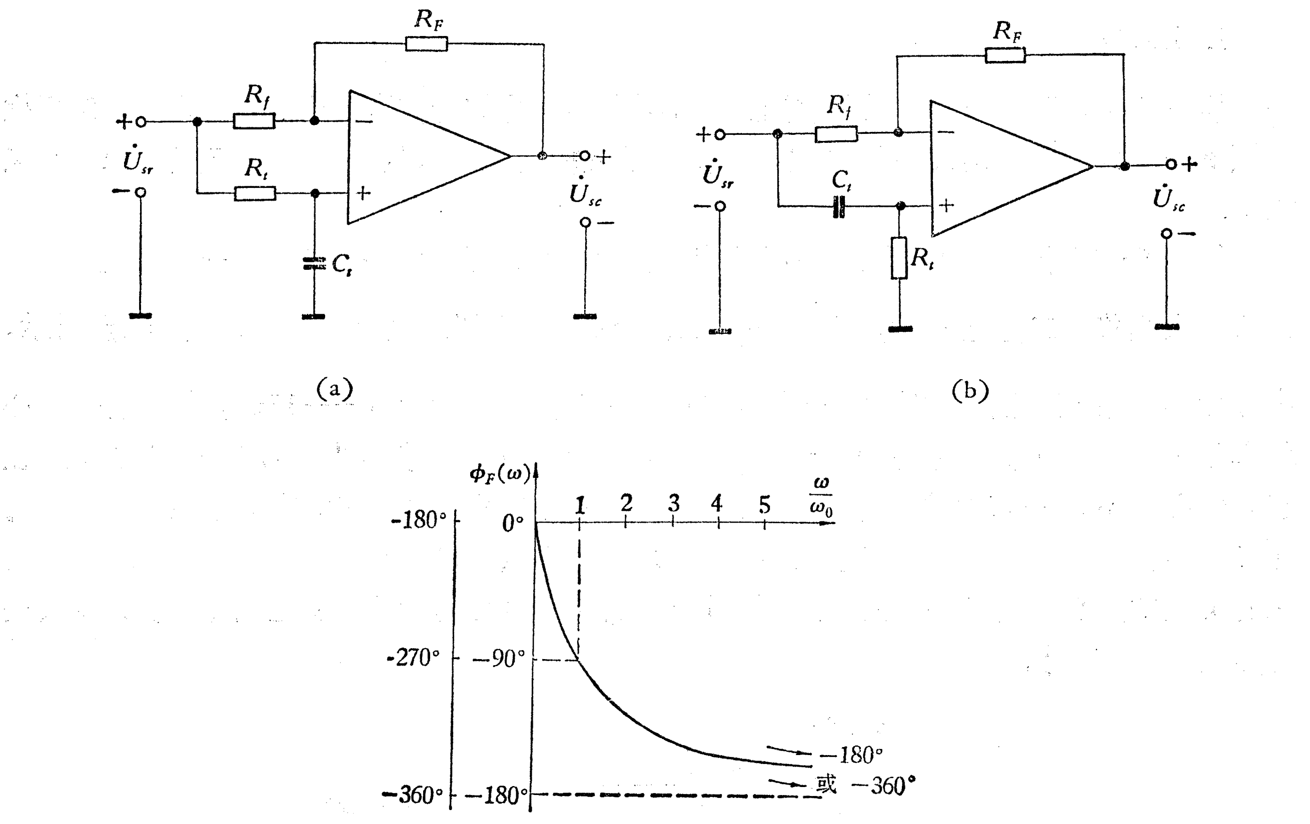


图 6-16　一阶移相滤波器($R_f = R_F$)

(a) 移相范围：0——180°；(b) 移相范围：－180——360°；(c) 相频特性．

不难证明．在 $R_f = R_F$ 的条件下，图 6-16(a) 电路的频率特性、幅频特性和相频特性分别为

$$\begin{cases} K_F(j\omega) = \dfrac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = \dfrac{1 - j\omega R_t C_t}{1 + j\omega R_t C_t} = \dfrac{1 - j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}} \\ K_F(\omega) = 1 \\ \Phi_F(\omega) = -2\mathrm{tg}^{-1}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right) \end{cases} \tag{6-42}$$

图 6-16(b) 的相应特性为

$$\begin{cases} K_F(j\omega)=\dfrac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-\dfrac{1-j\omega R_tC_t}{1+j\omega R_tC_t}=-\dfrac{1-j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}} \\ K_F(\omega)=1 \\ \Phi_F(\omega)=-\pi-2\mathrm{tg}^{-1}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right) \end{cases} \tag{6-43}$$

式中，ω_0 是中心角频率，为

$$\omega_0=\frac{1}{R_tC_t} \tag{6-44}$$

由此可见，两个电路的增益幅度与频率无关，始终为常数. 它们的相频特性示于图 6-16(c) 中，不难算出，它们的中心角频率所对应的相移分别为 $-90°$ 和 $-270°$.

3. 二阶移相滤波器

(1) 基本关系式

图 6-17 是典型的二阶移相滤波器，它的优点是简单，移相性能也较好，所以用得最多. 它的移相范围为 0——360°.

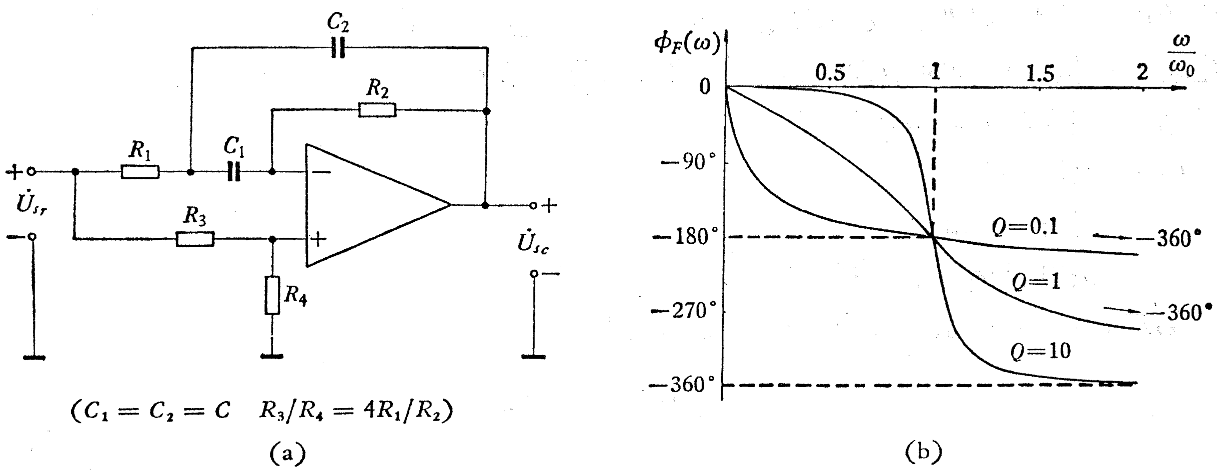


图 6-17 二阶移相滤波器

(a) 电路； (b) 相频特性.

假设

$$\begin{cases} C_1=C_2=C \\ \dfrac{R_3}{R_4}=4\dfrac{R_1}{R_2} \end{cases} \tag{6-45}$$

则图 6-17 的二阶移相滤波器的频率特性为

$$K_F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{K_F\left[\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2-\dfrac{1}{Q}\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)+1\right]}{\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2+\dfrac{1}{Q}\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)+1}$$

$$= \frac{K_F\left[1 - j\frac{1}{Q\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}\right]}{1 + j\frac{1}{Q\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}} \tag{6-46}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$\begin{cases} K_F(\omega) = K_F \\ \Phi_F(\omega) = -2\text{tg}^{-1}\left[\frac{1}{Q\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}\right] \end{cases} \tag{6-47}$$

式中

$$\begin{cases} K_F = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{Q^2}{1 + Q^2} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} \\ Q = \frac{1}{C_1 + C_2}\sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \end{cases} \tag{6-48}$$

上述各关系式表明，二阶移相滤波器的性能主要由中心角频率 ω_0 和品质因数 Q 决定．不同 Q 值下的相频特性示于图 6-17(b) 中，由图可以看出，在 $\omega = \omega_0$ 附近，$Q = 1$ 有中等的灵敏度，线性也较好，所以这个电路常在 $Q = 1$ 附近工作．由式(6-48)可知，改变电容 C 或按比例同时增大或减小 R_1 和 R_2，可调节 ω_0；按比例反方向同时改变 R_1 和 R_2，可调节 Q，实现相互独立的调节．

(2) 设计步骤

已知条件：ω_0 和 Q．

第一，按电容标称值选择电容 $C = C_1 = C_2$．

第二，按下列关系式计算 RC 网络的元件值

$$\begin{cases} R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} \\ R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} \end{cases} \tag{6-49}$$

上列各式由式(6-48)导出．

第三，按式(6-45)和减小输入偏置电流及其漂移影响的要求，确定 R_3 和 R_4．据此，有

$$\frac{R_3}{R_4} = 4\frac{R_1}{R_2}$$

$$R_2 = R_3 /\!/ R_4$$

由此导出

$$\begin{cases} R_3 = 4R_1 + R_2 \\ R_4 = R_2\left(1 + \frac{R_2}{4R_1}\right) \end{cases} \tag{6-50}$$

以下步骤与二阶低通滤波器相同，不再赘述．

例 6-6 已知 $f_0 = 1000$ Hz，$Q = 1$.

取 $C = 0.01\ \mu$F. 由式(6-49),得

$$R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} = \frac{1}{4\pi f_0 QC} \approx 7.96\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{Q}{\pi f_0 C} \approx 31.8\ \text{k}\Omega$$

按标称值选用电阻,取

$$R_1 = 8.2\ \text{k}\Omega \quad R_2 = 30\ \text{k}\Omega$$

由式(6-50)得

$$R_3 = 62.8\ \text{k}\Omega \quad R_4 \approx 57.4\ \text{k}\Omega$$

这时,由式(6-48),得

$$f_0 \approx 1015\ \text{Hz} \quad Q \approx 0.956 \quad K_F \approx 0.478$$

若满足要求,就不再重算了.

习　　题

题 6-1 在图 6-2(a) 中,若 $R_f = 50\ \text{k}\Omega$，$R_F = 120\ \text{k}\Omega$，$C = 0.47\ \mu$F，试求:

(1) 最大增益 $20\lg K_F$;

(2) 截止频率 f_0;

(3) 若输入信号分别为 $u_{sr}(t) = 5\sin 100\,\pi t$(V) 和 $u_{sr}(t) = 5 + \sin 100\,\pi t$(V)，输出电压各为多少?

题 6-2 在图 6-3(a) 中，按下列条件,求 K_F，ω_n，ζ，f_0 和 $20\lg\dfrac{K_{FM}}{K_F}$.

(1) $R_1 = R_2 = 24\ \text{k}\Omega$，$C_1 = 940$ pF，$C_2 = 470$ pF，$R_f = \infty$;

(2) $R_1 = 7.3\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 39.4\ \text{k}\Omega$，$C_1 = C_2 = 0.047\ \mu$F，$R_f = 4\ \text{k}\Omega$，$R_F = 20\ \text{k}\Omega$.

题 6-3 据题 6-1 所得 K_F 和 f_0，分别设计 $\zeta = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 和 $\zeta = \dfrac{1}{2}$ 的二阶低通滤波器.

题 6-4 在图 6-8(a) 中，按下列条件,求 K_F，ω_n，ζ，f_0 和 $20\lg\dfrac{K_{FM}}{K_F}$.

(1) $C_1 = C_2 = C = 0.01\ \mu$F，$R_1 = 22.5\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 45\ \text{k}\Omega$，$R_f = \infty$;

(2) $C_1 = C_2 = C = 200$ pF，$R_1 = 7.5\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 8.2\ \text{k}\Omega$，$R_f = R_F = 16\ \text{k}\Omega$.

题 6-5 设计一个 1 dB 的高通滤波器,使它满足 $f_0 = 2000$ Hz，$K_F = 1$.

题 6-6 在图 6-10(a) 中,按下列条件,求 K_F，f_0 和 Q.

(1) $R_1 = 1.33\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 2\ \text{k}\Omega$，$R_3 = 80\ \text{k}\Omega$，$C_1 = C_2 = 0.1\ \mu$F;

(2) $R_1 = 1.33\ \text{k}\Omega$，$R_2 = \infty$，$R_3 = 222\ \text{k}\Omega$，$C_1 = 0.1\ \mu$F，$C_2 = 0.022\ \mu$F;

(3) $R_1 = 1.6\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 250\ \text{k}\Omega$，$R_3 = 160\ \text{k}\Omega$，$C_1 = 0.01\ \mu$F，$C_2 = 1\ \mu$F.

题 6-7 设计一个 $f_0 = 2000$ Hz，$K_F = 4$ 和 $Q = 40$ 的带通滤波器.

题 6-8 设计一个 $f_0 = 50$ Hz，$Q = 10$，$K_F = 10$ 的带阻滤波器.

题 6-9 推导关系式(6-42)和(6-43).

题 6-10 设计一个 $f_0 = 500$ Hz，$Q = 2$ 的二阶移相滤波器，试问 $f = 400$ Hz 时的相移是多少?

第二节 精密二极管电路

运算放大器配上二极管可组成精密的非线性电路．普通非线性二极管电路受二极管正向压降、非线性伏安特性和温度的影响，误差很大．把二极管置于运算放大器的反馈回路中，就能大大削弱这种影响，提高非线性电路的精度． 本节介绍几种常用的非线性电路，它们是线性检波和绝对值电路、限幅电路和死区电路．下一节的比较器和第七章第一节的二极管正弦函数发生器也属于这类应用．

一、线性检波和绝对值电路

1. 线性检波（半波整流）电路

在普通的二极管线性检波电路中，由于硅二极管的正向导通电压不小于 0.5 V，在检波 1 V 以下的小信号时，误差很大．若把二极管置于运算放大器的反馈回路中，即使输入电压的峰值小于 0.2 V，检波性能仍十分精确．常用的半波整流电路如图 6-18 所示．

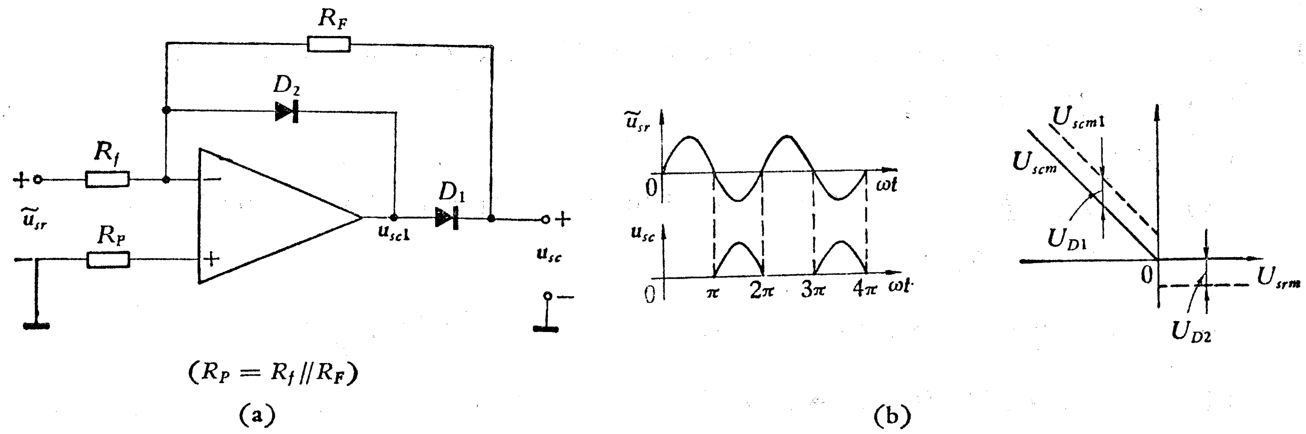


图 6-18 精密半波整流电路

(a) 电路； (b)特性．

图 6-18(a) 中的半波整流电路具有反相结构，它的反相端为虚地．当输入电压为正极性时，放大器输出 u_{sc1} 为负，D_2 导通，D_1 截止，输出电压为零．当输入电压为负极性时，放大器输出为正，D_1 导通，D_2 截止，电路处于反相比例运算状态．根据上述分析，可得

$$u_{sc} = \begin{cases} 0 & (当\ \tilde{u}_{sr} > 0) \\ \dfrac{R_F}{R_f}|\tilde{u}_{sr}| & (当\ \tilde{u}_{sr} < 0) \end{cases} \tag{6-51}$$

输出-输入特性如图 6-18(b) 所示．

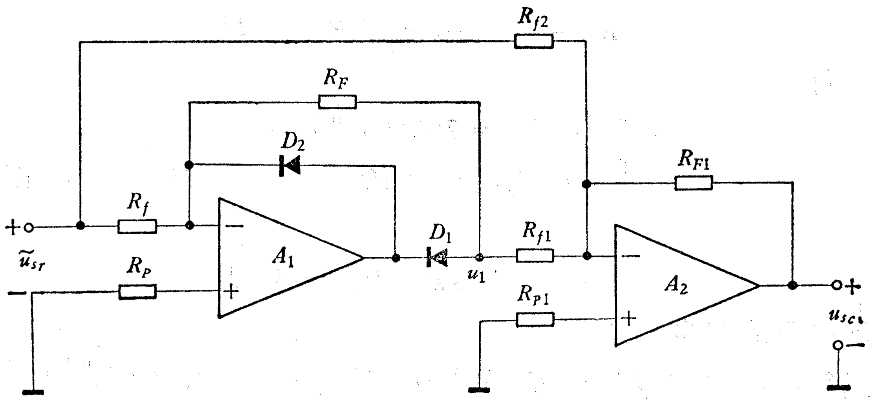
显然，只要运算放大器的输出电压在数值上大于整流二极管的正向导通电压，D_1 和 D_2 中总有一个处于导通状态，另一个处于截止状态，应用电路就能正常检波．所以，这个电路能检波的最小输入电压峰值为 $U_D/K_0(\omega)$，可见二极管正向压降的影响被削弱了 $K_0(\omega)$ 倍，从而使检波特性大大改善．例如，假设输入信号频率为 50 Hz，在该频率下的放大器的开环放大倍数为 5×10^4，二极管的正向压降为 0.5 V，则最小检波电压峰值为 10 μV，优点十分明显．输入信号频率的上限值由运算放大器的带宽和上升速率决定，所以在高频检波时，必须选用增益-带宽积和上升速率较大的运算放大器．

如果需要检波的是正极性的输入电压，只要把电路中的两个二极管同时反接即可.

2. 绝对值(全波整流)电路

(1) 简单绝对值电路

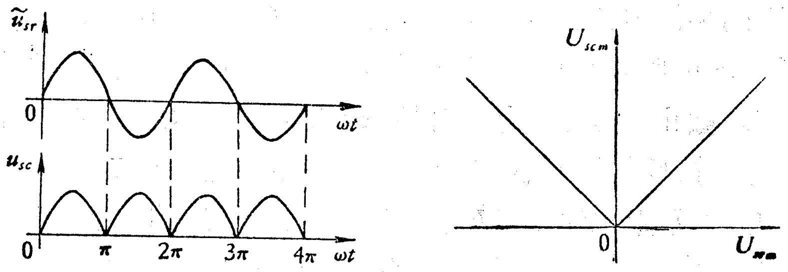
在半波整流电路的基础上，加一级加法运算放大器，就组成了简单的绝对值电路，如图 6-19 所示.



匹配电阻：$R_f=R_F$，$2R_{f1}=R_{f2}=R_{F1}$

补偿电阻：$R_P\approx\frac{R_f}{2}$，$R_{P1}=\frac{1}{4}R_{F1}$

(a)



(b)

图 6-19　简单绝对值电路

(a) 电路；(b) 特性.

图 6-19(a) 中的 A_1 组成半波整流电路，在 $R_f=R_F$ 的条件下，输入电压与 u_1 的关系为

$$u_1=\begin{cases}0 & (\text{当 } \tilde{u}_{sr}<0)\\ -|\tilde{u}_{sr}| & (\text{当 } \tilde{u}_{sr}>0)\end{cases} \tag{6-52}$$

u_1 与 $\tilde{u}_{sr}$ 由反相加法放大器 A_2 求和. 在 $\tilde{u}_{sr}<0$ 时，$u_1=0$，由于 $R_{f2}=R_{F1}$，所以 $u_{sc}=-\tilde{u}_{sr}$. 在 $\tilde{u}_{sr}>0$ 时，$u_1=-|\tilde{u}_{sr}|$，由于 $R_{f1}=\frac{1}{2}R_{F1}$，所以 $u_{sc}=-2u_1-\tilde{u}_{sr}=\tilde{u}_{sr}$，故有

$$u_{sc}=|\tilde{u}_{sr}| \tag{6-53}$$

这样，不论输入信号极性如何，输出信号总为正，且数值上等于输入信号的绝对值，特性如图 6-19(b) 所示，实现了绝对值运算.

显然，电路的精度不仅与半波整流电路 A_1 有关，还与各电阻的匹配精度有关. 根据式(6-53)的推导过程可知，这个电路要求匹配的电阻为

$$\begin{cases} R_f = R_F \\ 2R_{f1} = R_{f2} = R_{F1} \end{cases} \tag{6-54}$$

匹配电阻过多是这个电路的一大缺点，此外，由于采用反相结构，这个电路的输入电阻较低，仅为

$$r_{sr} = R_f /\!/ R_{f2} \tag{6-55}$$

例 6-7 要求绝对值电路的输入电阻为 10 kΩ，为了减少电阻品种，可使

$$R_f = R_F = R_{f2} = R_{F1} = 2R_{f1}$$

由式(6-55)，可得

$$R_f = R_F = 20\text{k}\Omega \ (\text{匹配})$$

$$R_{f2} = R_{F1} = 20\ \text{k}\Omega \qquad R_{f1} = 10\ \text{k}\Omega \ (\text{匹配})$$

此外，还有

$$R_P = 10\ \text{k}\Omega \quad R_{P1} = 5\ \text{k}\Omega$$

(2) 匹配电阻的减少

绝对值运算电路的增益为一，而增益为一的电压跟随器不要求电阻匹配，所以把同相型半波整流电路和反相型半波整流电路结合起来，组成绝对值电路，就能减少匹配电阻的数目，电路如图 6-20 所示，这个电路仅要求匹配一对电阻，即

$$R_{f1} = R_{F1} \tag{6-56}$$

在图 6-20 中，A_1 组成反相型半波整流电路，实现负向半波整流． A_2 组成同相型半波整流电路，实现正向半波整流．两者相加，就得到了绝对值电路．

当输入信号 $\tilde{u}_{sr} > 0$ 时，A_1 的输出电压 $u_{sc1} < 0$，D_2 导通，D_1 截止；A_2 的输出电压 $u_{sc2} > 0$，D_3 导通，D_4 截止，其等效电路如图(c)的左侧所示．这时 A_1 的输出 u_{sc1} 与总输出 u_{sc} 脱开，通过 D_2 维持反相运算状态，使 $|u_{sc1}|$ 不超过一个二极管的正向压降．A_2 处于电压跟随状态，A_1 的反馈回路电阻 R_{F1} 为 D_3 提供直流通路，由于 D_3 位于 A_2 的反馈回路中，它的正向压降对整流电路灵敏度的影响被减小了 $K_0(\omega)$ 倍．在 A_2 的输入偏置电流为零的条件下，显然有

$$u_{sc} = \tilde{u}_{sr} \qquad (\text{当 } \tilde{u}_{sr} > 0)$$

A_2 反馈回路和输入回路的电阻 R_{F2} 和 R_{P2} 无需严格匹配，因为它们与闭环增益无关，选 $R_{P2} = R_{F2}$ 是为了减小放大器偏置电流的影响，它们的失配仅影响电路的平衡．

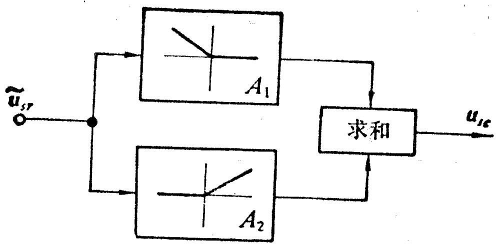
当 $\tilde{u}_{sr} < 0$ 时，$u_{sc1} > 0$，D_1 导通，D_2 截止；$u_{sc2} < 0$，D_4 导通，D_3 截止，其等效电路如图(c)的右侧所示．这时，R_{F2} 为 D_4 导通提供直流通路，A_2 处于同相工作状态，它的输出电压与输入电压仅差一个二极管的正向压降． D_1 导通，使 A_1 处于反相比例运算状态，在满足匹配条件(6-56)的情况下，有

$$u_{sc} = -\tilde{u}_{sr} \qquad (\text{当 } \tilde{u}_{sr} < 0)$$

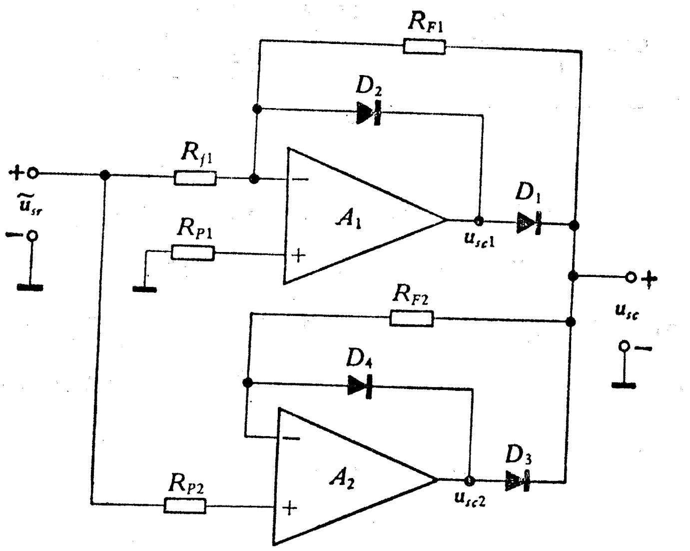
综上所述，整个电路的输出-输入关系仍由式(6-53)描述，能实现绝对值运算，而且仅需一对匹配电阻，不像图 6-19(a) 那样，需要五只匹配电阻．不过，电路的输入电阻仍很低，取决于 R_{f1}

$$r_{sr} = R_{f1} \tag{6-57}$$

在实际应用中，为了确保 D_1 和 D_3 可靠截止，常在 D_2 和 D_4 中串入适当电阻，以提高 D_1 和 D_3 的反向偏置电压．

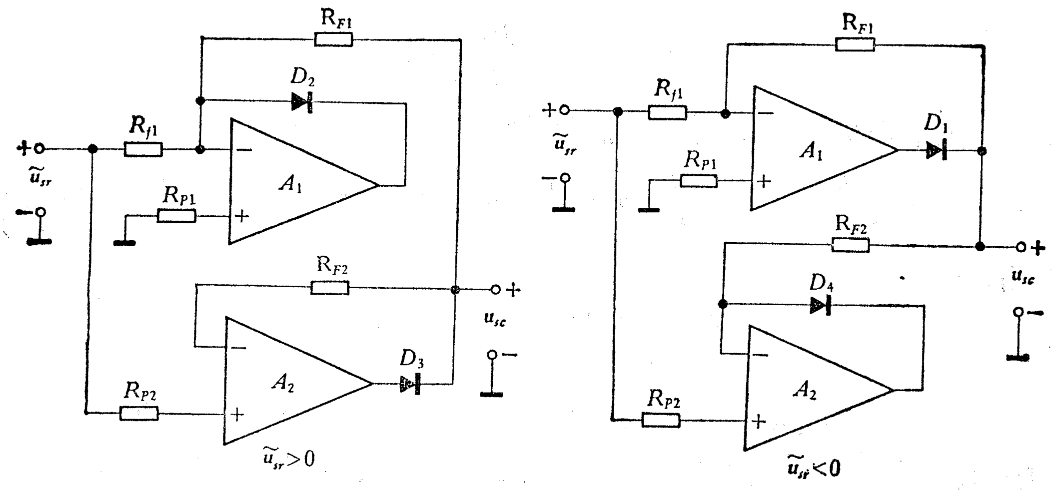


(a)



匹配电阻：$R_{f1}=R_{F1}$　补偿电阻：$R_{P1}=R_{f1}//R_{F1}$，$R_{P2}=R_{F2}$

(b)



(c)

图 6-20　仅需要一对匹配电阻的绝对值电路

(a) 框图；(b) 电路；(c) 等效电路.

例 6-8　按例 6-7 的输入电阻要求，由图 6-20 来实现绝对值运算时，可选

$$R_{f1}=R_{F1}=10\ \text{k}\Omega\quad(\text{匹配})$$

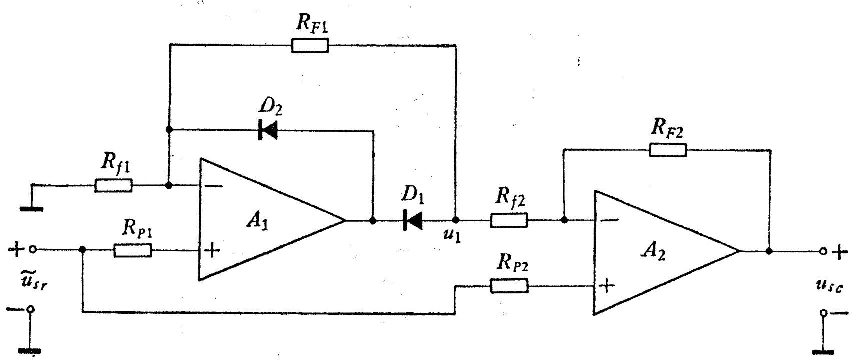
此外，还有

$$R_{P2}=R_{F2}=10\ \text{k}\Omega\quad R_{P1}=5\ \text{k}\Omega$$

(3) 输入阻抗的提高

由于同相结构的输入阻抗很高，若使半波整流和加法电路都采用同相输入形式，就能

大大提高输入阻抗，电路如图 6-21 所示，它的输入电阻约为两个运算放大器的共模输入电阻并联，可高达 10 MΩ 以上.



匹配电阻：$R_{f1}=R_{F1}=R_{f2}=\frac{1}{2}R_{F2}$

图 6-21　高输入电阻绝对值电路

当 $\tilde{u}_{sr}>0$ 时，D_2 导通，D_1 截止，R_{f1} 为 D_2 提供直流通路，所以 A_2 反相侧的输入电压为 A_1 的反相端电压，亦即输入电压 $\tilde{u}_{sr}$，A_2 同相侧输入电压也为 $\tilde{u}_{sr}$，利用叠加原理，得

$$u_{sc}=\left(1+\frac{R_{F2}}{R_{F1}+R_{f2}}\right)\tilde{u}_{sr}-\frac{R_{F2}}{R_{F1}+R_{f2}}\tilde{u}_{sr}$$

可见

$$u_{sc}=\tilde{u}_{sr}\qquad（当\ \tilde{u}_{sr}>0）$$

当 $\tilde{u}_{sr}<0$ 时，D_1 导通，D_2 截止，所以 A_2 反相侧的输入电压为 u_1，按同相比例运算关系，有

$$u_1=\left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\tilde{u}_{sr}$$

A_2 同相侧的输入电压仍为 $\tilde{u}_{sr}$，故由叠加原理得

$$u_{sc}=\left(1+\frac{R_{F2}}{R_{f2}}\right)\tilde{u}_{sr}-\frac{R_{F2}}{R_{f2}}u_1=\left(1+\frac{R_{F2}}{R_{f2}}\right)\tilde{u}_{sr}-\frac{R_{F2}}{R_{f2}}\left(1+\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\right)\tilde{u}_{sr}$$

若按下式匹配电阻

$$R_{F2}=2R_{F1}=2R_{f1}=2R_{f2}\qquad(6\text{-}58)$$

则得

$$u_{sc}=3\tilde{u}_{sr}-4\tilde{u}_{sr}=-\tilde{u}_{sr}\qquad（当\ \tilde{u}_{sr}<0）$$

综上所述，这个电路能实现绝对值运算，输出-输入关系仍由式(6-53)描述. 这个电路的主要优点是输入电阻很高，但需要匹配四只电阻，而且由于采用同相结构，必须注意运算放大器共模抑制比和共模输入范围的选用.

（4）精密绝对值电路

上述两个改进电路都没有彻底解决输入阻抗和电阻匹配的问题，原因在于它们采用了反相运算放大器作输入级，或者由求和放大器来保证绝对值运算. 由同相输入的、差动型电压-电流变换器和电流源电路组成的绝对值电路，不仅具有很高的输入电阻，而且不需要任何匹配电阻，电路如图 6-22 所示[2].

在图 6-22 的电路中，A_1，T_1 和 T_2，以及 A_2，T_3 和 T_4 分别组成两个电压跟随器，所以有

$$\tilde{u}_1 = \tilde{u}_{sr1}$$

$$\tilde{u}_2 = \tilde{u}_{sr2}$$

为了把两个输入电压之差转换为电流，将 T_1—T_4 组成桥式结构，R 为桥路负载．设通过 R 的电流为 $\tilde{i}$，它的方向和大小取决于两个输入电压之差，在图示方向下，有

$$\tilde{i} = \frac{1}{R}(\tilde{u}_1 - \tilde{u}_2) = \frac{1}{R}(\tilde{u}_{sr1} - \tilde{u}_{sr2})$$

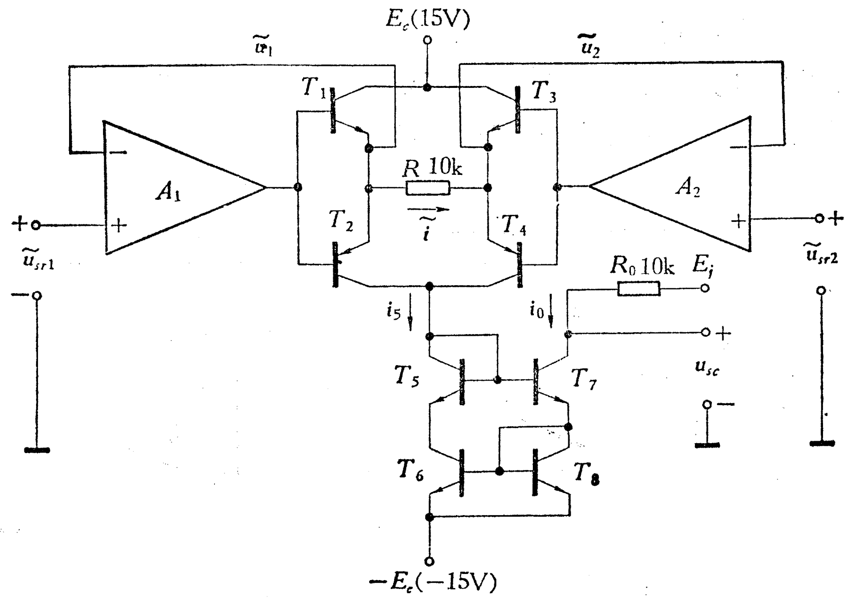


图 6-22 精密绝对值电路

这样，就完成了差动电压到电流的变换．

当 $\tilde{u}_{sr1} > \tilde{u}_{sr2}$，$T_1$ 和 T_4 导通，T_2 和 T_3 截止；当 $\tilde{u}_{sr1} < \tilde{u}_{sr2}$，$T_1$ 和 T_4 截止，T_2 和 T_3 导通，这时，虽然 $\tilde{i}$ 的方向也随之改变，但流向电流源的电流 i_5 的方向不变，所以

$$i_5 = |\tilde{i}| = \frac{1}{R}|\tilde{u}_{sr1} - \tilde{u}_{sr2}|$$

可见，送到电流源的电流与两个输入电压之差的绝对值成正比．

电流源电路由 T_5—T_8 组成，它的输入电流为 i_5，输出电流为 i_0，电流传输系数为一，所以有

$$i_0 = i_5$$

这样，输出电压 u_{sc} 为

$$u_{sc} = E_j - i_0 R_0 = E_j - \frac{R_0}{R}|\tilde{u}_{sr1} - \tilde{u}_{sr2}| \qquad (6\text{-}59)$$

如果使基准电压 $E_j = 0$，$\tilde{u}_{sr2} = 0$，$R = R_0$，则上式简化为

$$u_{sc} = -\frac{R_0}{R}|\tilde{u}_{sr1}| = -|\tilde{u}_{sr1}| \qquad (6\text{-}60)$$

可见，这个电路不仅可对一个输入量实现绝对值运算，也可对两个电压之差实现绝对值运算，而且输出端的直流电位还可根据需要，通过改变 E_j 来加以调节．这个电路的通用性很强，精度很高，输入电阻很大，而又不需要精密匹配电阻．不过，为了在不同极性的输入电压下，保证输出电压对称，桥路中的四只晶体管的 β 必须精密匹配．此外，为了不影响比例系数 R_0/R，电流源电路的电流传输系数必须稳定，且恒等于一．因此，这两个电路

最好采用集成电路，以便保证 β 的匹配和温度稳定性等性能指标.

3. 平均值电路

平均值电路是一种交流-直流变换器，它把交流信号整流后，再由滤波器滤波，就把交流电压按比例变成了直流电压，一般是平均值电压. 所以，在整流电路后，加一级低通滤波器，就能组成平均值电路.

(1) 半波整流的平均值电路

图 6-23 是最简单的、半波整流的平均值电路，A_1 组成半波整流电路，A_2 组成一阶低通滤波器，前者对输入电压整流，后者对整流信号取平均值.

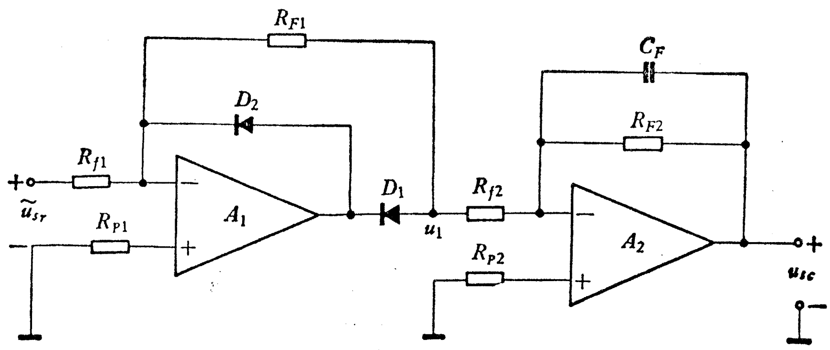


图 6-23 简单的、半波整流的平均值电路

由图 6-23 可知，电压 u_1 由式(6-52)决定. 若 $1/R_{F2}C_F$ 比输入信号角频率 ω 小得多时，即

$$R_{F2}C_F \gg \frac{1}{\omega}$$

则可认为，u_1 中的全部纹波电压都被 A_2 抑制，对 A_2 起作用的仅是 u_1 的直流分量(即平均值电压). 设

$$u_{sr} = \sqrt{2}\,\tilde{U}_{sr}\sin\omega t$$

考虑到 A_2 的直流增益为 $-R_{F2}/R_{f2}$，可得

$$\begin{aligned} U_{sc} &= -\frac{R_{F2}}{R_{f2}}\bar{U}_1 = -\frac{R_{F2}}{R_{f2}}\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\left[-\frac{R_{F1}}{R_{f1}}\tilde{u}_{sr}\right]d\omega t \\ &= \frac{R_{F1}R_{F2}}{2\pi R_{f1}R_{f2}}\int_0^{\pi}\sqrt{2}\,\tilde{U}_{sr}\sin\omega t\,d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2}\,R_{F1}R_{F2}}{\pi R_{f1}R_{f2}}\tilde{U}_{sr} \end{aligned} \tag{6-61}$$

当

$$\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{f1}R_{f2}} = 1 \tag{6-62}$$

上式变为

$$U_{sc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\tilde{U}_{sr} \tag{6-63}$$

可见，输出电压是输入电压的半波整流平均值.

例 6-9 为了满足等式(6-62)，可使 $R_{f1} = R_{f2} = R_{F1} = R_{F2} = 10\ \text{k}\Omega$，并使 $R_{F2}C_F$

$\gg \frac{1}{\omega}$，图 6-23 电路就能实现半波整流的平均值运算．适当选择电路参数，该电路还可成为交流-有效值变换器，可作为简单交流电压表的测量电路．在 u_{sr} 为正弦电压的条件下，由式(6-61)可知，若使

$$\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{f1}R_{f2}}=\frac{\pi}{\sqrt{2}} \tag{6-64}$$

就能满足所提要求，这时

$$U_{sc}=\widetilde{U}_{sr}$$

假若放大器的额定输出电压为 ±10 V，输入信号的最大有效值为 10 V，则最大幅度为

$$U_{srm}=10\sqrt{2}=14.14\ \text{V}$$

所以整流电路的比例系数 R_{F1}/R_{f1} 必须满足

$$\frac{R_{F1}}{R_{f1}}U_{srm}\leqslant 10-U_{D1}$$

为此，选用 $R_{F1}/R_{f1}=0.5$，由式(6-64)，得

$$\frac{R_{F2}}{R_{f2}}=\frac{2\pi}{\sqrt{2}}=\pi\sqrt{2}$$

当输入信号频率 $f=50\ \text{Hz}$ 时，有

$$\omega=2\pi f=100\,\pi\ \text{弧度/秒}$$

因此，应使

$$R_{F2}C_F\gg\frac{1}{\omega}\approx 0.003183\ \text{sec}$$

取 $R_{F2}C_F=0.47\ \text{sec}$，则可得

$$R_{F2}=1\ \text{M}\Omega\quad C_F=0.47\ \mu\text{F}$$

$$R_{f2}=\frac{R_{F2}}{\pi\sqrt{2}}\approx 0.225\ R_{F2}=225\ \text{k}\Omega$$

$$R_{f1}=20\ \text{k}\Omega\quad R_{F1}=10\ \text{k}\Omega$$

上述平均值电路的输入阻抗较低，运算精度也差，为了适应精密测量的要求，电路必须改进，主要措施是加前置隔离级和提高整流电路精度，图 6-24 是一个具体改进电路，它的精度可达 0.002%—0.01%[3]．图中的开关 K 置于不同位置，可得到两种不同极性的平均值输出电压．

图 6-24 中的 A_1 为前置放大器，这里接成电压跟随器，也可采用具有一定增益的交流放大器，主要要求是输入阻抗高，带宽和共模抑制比大，为此通常选用具有场效应管输入级的运算放大器作为前置级．A_2 组成半波整流电路，它是这个电路的核心部件．为了保证质量，运算放大器 A_2 的开环增益、上升速率、失调和漂移都有较高的要求，最好采用具有场效应管输入级的双通道宽带运算放大器．整流二极管应选用高速、低漏和正向压降低的硅二极管．图中每种极性的整流电路都采用双管结构，以便减小二极管反向漏电流的影响，工作原理可参考图 6-28 的分析．在精密整流电路中，二极管的正向工作电流约为 1 mA，反向漏电流约为 1 nA，因此，如不采取漏电流抑制措施，仅漏电流引起的误差就达 1 ppm．跨接在反馈回路上的 T 型阻容网络，用来消除高频振荡，但应注意，数值过大

会降低整流精度. A_3组成一阶低通滤波器，它将半波整流波形中的纹波全部滤掉，在输出端得到平均电压. 这个电路在结构上与简单电路无本质差别，它提高精度主要是依靠元器件的质量.

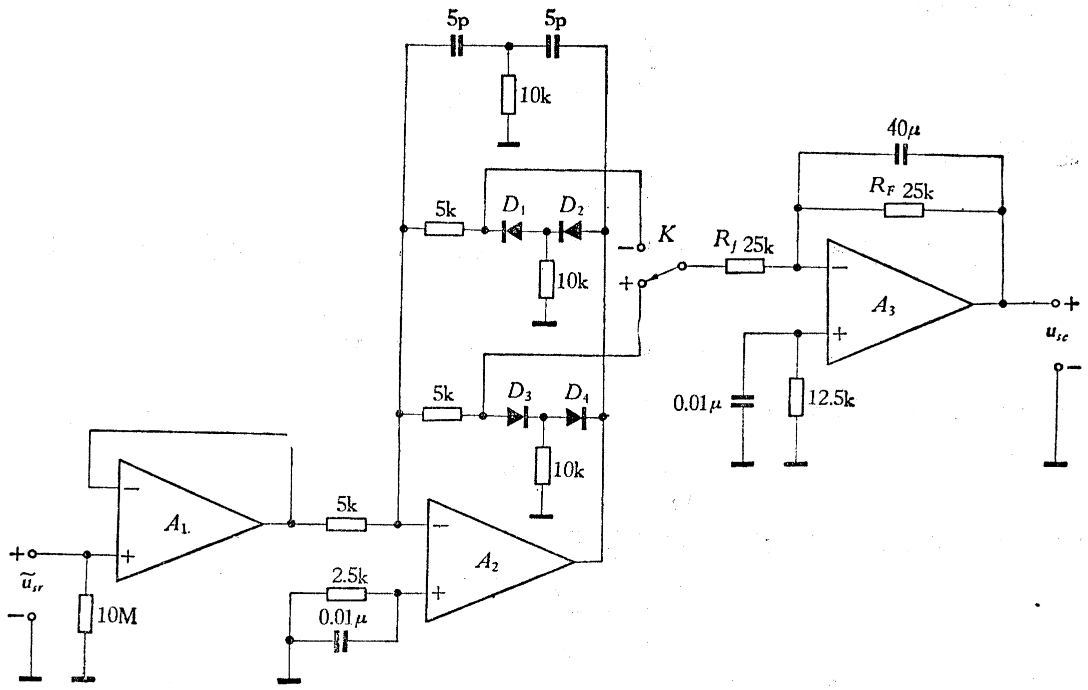


图 6-24 精密半波整流平均值电路

由图中具体参数不难看出，它的元件参数值满足式(6-62)，所以输出-输入关系由式(6-63)描述，输出电压是输入电压半波整流的平均值.

(2) 全波整流的平均值电路

在绝对值电路的基础上，加入一级低通滤波器，就组成了全波整流的平均值电路. 实际上，在绝对值电路中，有时只增加一只电容，就能达到这个目的. 例如，在图 6-19(a)中，在 A_2 的反馈电阻 R_{F1} 两端并联一只适当容量的电容，就组成了全波整流的平均值电路. 这时，输出与输入的关系为

$$U_{sc}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}|\tilde{u}_{sr}|d\omega t=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}|\sqrt{2}\,\tilde{U}_{sr}\sin\omega t\,|d\omega t=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\tilde{U}_{sr} \qquad (6\text{-}65)$$

二、限幅电路

限幅电路又叫箝位电路，它的特点是当输入信号进入限幅区后，输出信号不再跟随输入信号变化，而保持在某个固定值上. 这种特性不仅能用于信号处理和运算，而且也广泛用于过载保护. 从限幅的意义上来讲，半波整流就是一种特殊的限幅电路，当输入电压为某一种极性时，它把输出信号限定为零.

1. 基本限幅电路

(1) 普通二极管限幅电路

把二极管和电阻分压器组合起来，并接在运算放大器的反馈回路中，就组成了普通的二极管双向限幅器，它的电路及其输出-输入特性如图 6-25 所示.

这个电路具有反相结构，反相端为“虚地”. 在输入信号变化时，二极管 D_1 和 D_2 共有

三种组合情况：

第一，D_1 和 D_2 截止.

当输入信号较小时，二极管 D_1 和 D_2 被外接电源封锁，处于截止状态，电路可简化为图 6-25(c)，这时，电路进行反相比例运算，闭环增益为

$$K_F=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}=-\frac{R_F}{R_f}$$

这是限幅电路的放大区.

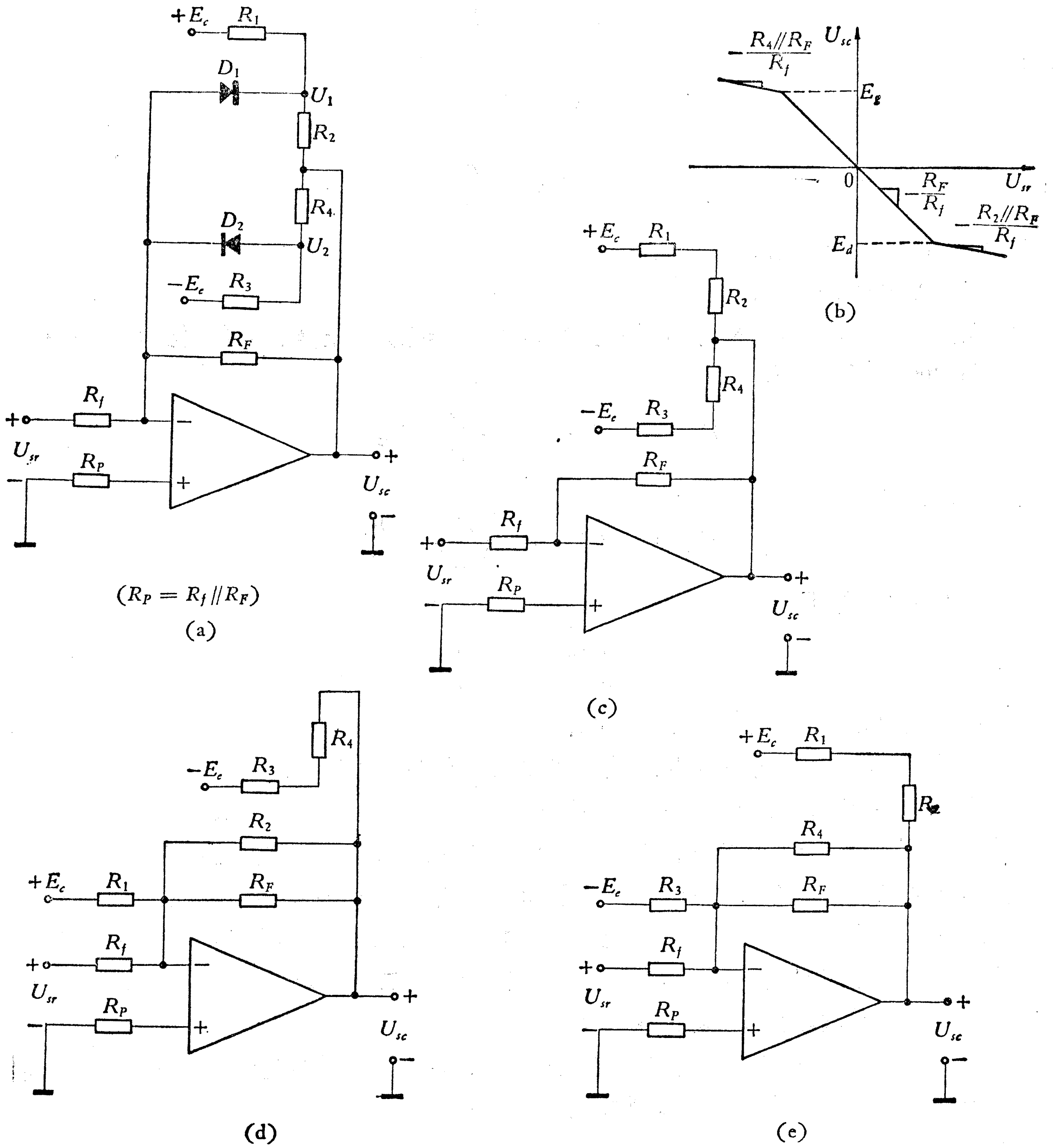


图 6-25　普通的二极管双向限幅器

(a) 电路； (b) 特性； (c) D_1, D_2 截止； (d) D_1 导通，D_2截止； (e) D_1 截止，D_2 导通.

第二，D_1 导通，D_2 截止.

随着输入信号正向增大，输出电压变得愈来愈负，当 U_1 下降到$-U_{D1}$ 时，D_1 导通，D_2

仍截止．D_1 刚导通时的输出电压为

$$E_d = -\left[\frac{R_2}{R_1}E_c + \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)U_{D1}\right] \tag{6-66}$$

这是 D_1 导通，D_2 截止的情况，电路简化为图 6-25(d)，它是一个加法电路，所以有

$$U_{sc} = -(R_2/\!/R_F)\left(\frac{U_{sr}}{R_f}+\frac{E_c}{R_1}\right)$$

对应的输出-输入特性斜率为

$$\frac{dU_{sc}}{dU_{sr}} = -\frac{R_2/\!/R_F}{R_f}$$

通常选取

$$R_F \gg R_2$$

所以

$$\frac{dU_{sc}}{dU_{sr}} \approx -\frac{R_2}{R_f} \tag{6-67}$$

可见，在限幅区的特性是很平坦的．

第三，D_2 导通，D_1 截止．

同理，如果输入信号愈来愈负，将使 D_2 导通，D_1 继续截止，电路可简化为图 6-25(e)．D_2 开始导通时的输出电压为

$$E_g = \frac{R_4}{R_3}E_e + \left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)U_{D2} \tag{6-68}$$

在此区的输出电压为

$$U_{sc} = -(R_4/\!/R_F)\left(\frac{U_{sr}}{R_f}-\frac{E_e}{R_3}\right)$$

在 $R_F \gg R_4$ 的条件下，对应的输出-输入特性斜率为

$$\frac{dU_{sc}}{dU_{sr}} \approx -\frac{R_4}{R_f} \tag{6-69}$$

可见，在这个限幅区的特性也是很平坦的．

不难看出，为了获得对称的双向限幅特性，应使二极管 D_1 和 D_2 匹配，正负电源数值上相等(即 $E_c = E_e$)，分压器的分压系数 $R_2/R_1 = R_4/R_3$．这个电路的优点是限幅电压 E_g 和 E_d 调节方便，调节比值 R_2/R_1 和 R_4/R_3，或者改变 E_c 和 $-E_e$，都能调节限幅电压．另一个优点是二极管的极间电容较小，和下面要介绍的稳压管限幅电路相比，它的工作频率较高．显然，这个电路的最小限幅电压为二极管的正向导通电压 U_D，故在小电压限幅时，限幅电压受环境温度的影响较大；此外，在放大区，二极管处于反向偏置状态，它的漏电流将影响闭环增益，这些是该电路的缺点．

例 6-10 对图 6-25(a) 电路的限幅特性要求为：放大区增益 $K_F = -10$，限幅电压为 ±10 V，输入电阻为 10 kΩ，限幅区斜率为 −0.1 V/V．

由 K_F 和 r_{sr} 得

$$R_f = 10\ \text{k}\Omega \quad R_F = 100\ \text{k}\Omega$$

设若取 $E_c = E_e = 15$ V，略去二极管压降，由式(6-66)和(6-68)，得

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{10}{15} = \frac{2}{3}$$

由式(6-67)和(6-69),知

$$R_2 = R_4 \leqslant 0.1\ R_f = 1\ \mathrm{k}\Omega$$

若取 $R_2 = R_4 = 1\ \mathrm{k}\Omega$, 则有

$$R_1 = R_3 = 1.5\ \mathrm{k}\Omega$$

若要考虑二极管压降的影响,则在 $U_{D1} = U_{D2} = 0.5\ \mathrm{V}$ 的条件,实际限幅电压为

$$E_g = -E_d = 10.83\ \mathrm{V}$$

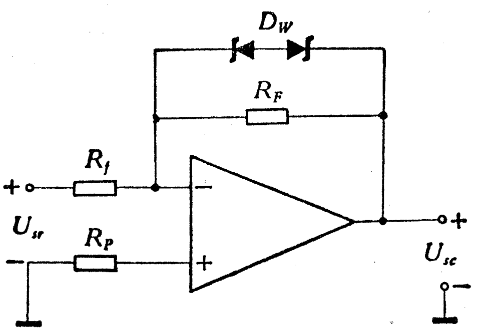
限幅区的精确斜率为

$$-\frac{R_2/\!/R_F}{R_f} = -\frac{\dfrac{10^3 \times 100 \times 10^3}{10^3 + 100 \times 10^3}}{10 \times 10^3} = -0.09901\ \mathrm{V/V}$$

可见,这种简略计算是允许的.

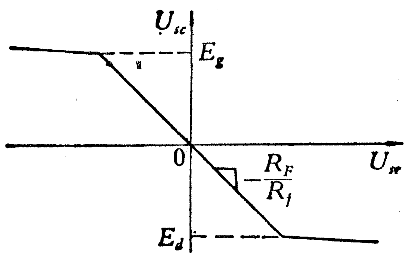
(2) 双向稳压管限幅电路

双向稳压管组成的限幅电路非常简单,限幅区特性很平坦,常作为保护电路,图 6-26 是它的电路和输出-输入特性.



$(R_P = R_f/\!/R_F)$

(a)



限幅区斜率: $-\dfrac{R_F/\!/r_W}{R_f}$

(b)

图 6-26 双向稳压管限幅器

(a) 电路; (b) 特性.

在图 6-26(a) 中, 双向稳压管和反馈电阻并联, 当 $|U_{sc}|$ 未达到 D_W 的稳定电压 E_W 时, 应用电路处于反相比例运算状态. 当 $|U_{sc}|$ 达到 E_W 时, D_W 投入工作, 将输出电压限幅,限幅电压为

$$\begin{cases} E_g = E_W \\ E_d = -E_W \end{cases} \qquad (6\text{-}70)$$

若 D_W 的动态电阻为 r_W, 则限幅区特性斜率为

$$\frac{dU_{sc}}{dU_{sr}} = -\frac{R_F/\!/r_W}{R_f} \qquad (6\text{-}71)$$

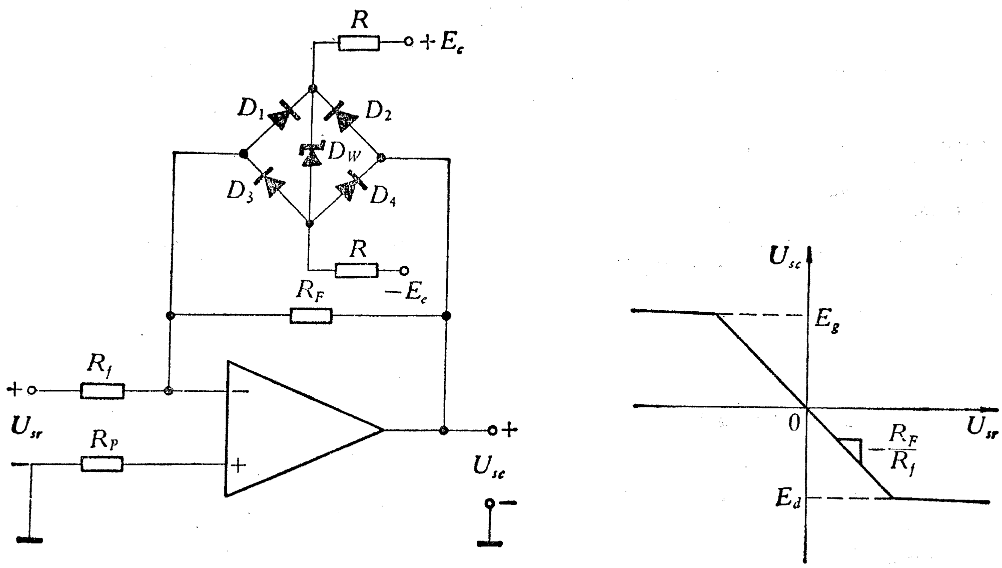
r_W 一般在 10 Ω 左右,很小,故限幅区的特性是很平坦的.

这个电路的突出优点是简单,但缺点不少. 放大区斜率受稳压管漏电流的影响;反向击穿起始特性不陡直,使限幅电压不准;工艺条件使正、负限幅电压不对称;限幅电压调节不便;稳压管极间电容较大,仅适用于低频工作,等等. 因此,性能有待改进.

2. 性能改进

(1) 限幅电压的精度和对称性的提高

若能使限幅稳压管有适当的起始工作电流，使它工作在特性斜率比较陡直的线段上，并在限幅电压极性变化时，工作电流方向保持不变，则无疑能提高限幅精度和改善对称性. 将稳压管桥式电路并接在运算放大器的反馈回路中，就能达到这个目的，电路和特性如图 6-27 所示，它是目前应用较广的限幅电路之一.



(a) $R_P = R_f // R_F$ (b)

图 6-27 稳压管桥式限幅器

(a) 电路; (b) 特性.

在稳压管桥式限幅器中，稳压管的起始工作电流 I_0 由外电源供给，当输出电压未进入限幅区时，D_1—D_4 都截止，这时的稳压管工作电流就是起始电流，据此，可得

$$I_0 = \frac{E_c + E_e - E_W}{2R} \tag{6-72}$$

选择适当的 I_0 值，稳压管在工作过程中就不会进入反向击穿特性的起始段，总在特性陡直段上工作，从而提高了限幅精度. 电路的另一个特点在于，无论电路是否处于限幅状态，无论限幅时极性是正还是负，D_W 总在同一个电流方向下工作，所以即使 D_W 为双向稳压管，正负限幅电压也是相等的，不受工艺影响. 由电路可得

$$E_g = E_W + U_{D2} + U_{D3}$$

$$E_d = -(E_W + U_{D1} + U_{D4})$$

当四只二极管的正向压降相等时，即

$$U_{D1} = U_{D2} = U_{D3} = U_{D4} = U_D$$

上式可写成

$$E_g = -E_d = E_W + 2U_D \tag{6-73}$$

可见，限幅电压能保证对称.

在使用这个电路时，应特别重视四只二极管的匹配. 若它们的反向电流和温度特性匹配，则由于桥式电路的工作特点，这些反向电流的影响将相互抵消，不会对放大区特性

产生任何影响．由式(6-73)可知，这个电路的缺点是限幅电压受温度影响，且调节不便．

例 6-11 当稳压管桥式限幅器的工作环境温度范围较宽时，可用温度系数小的 2DW7C 作为限幅管，这时限幅电压约为 7 V．稳定电压为 6.2 V 的 2DW7C，它的工作电流在 7 mA 左右时，温度系数很小，接近于零，因此在外接电源为 ±15 V 时，由式(6-72)可得

$$R=\frac{1}{2}\left(\frac{E_c+E_e-E_W}{I_0}\right)=\frac{1}{2}\left(\frac{30-6.2}{7}\right)=1.7\,\mathrm{k}\Omega$$

(2) 反向电流和温度影响的减小

当反馈回路电阻R_F的阻值很大时，限幅电路中的二极管反向电流对放大区运算精度的影响将大大加强．为了克服这种影响，除了选用反向电流小的二极管外，若能在电路上为反向电流提供泄漏通路，也非常有效．

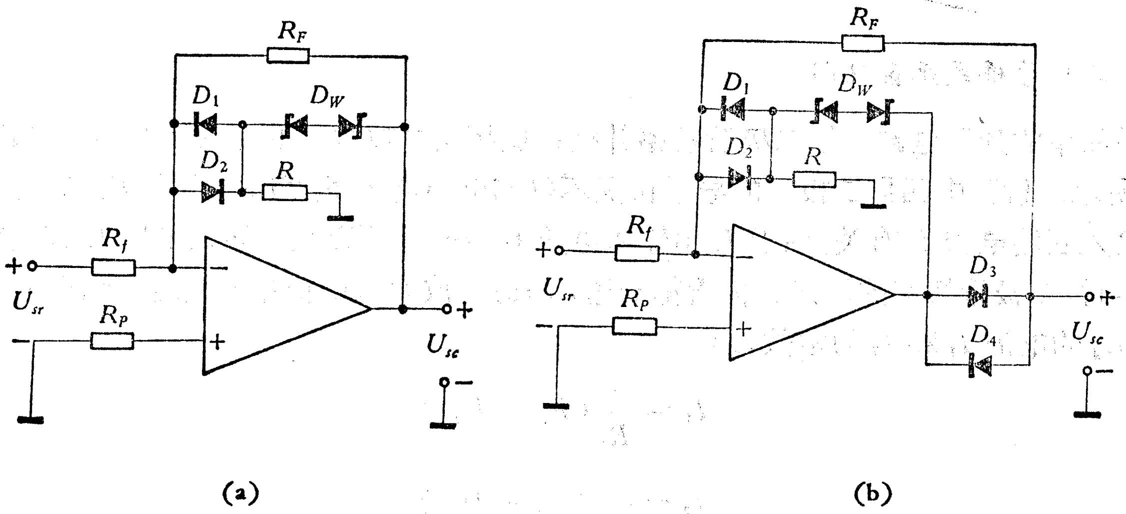


图 6-28 高性能限幅电路($R_P=R_f//R_F$)

(a) 减小反向电流影响；(b) 减小反向电流和温度的影响．

图 6-28(a) 是减小反向电流影响的一种有效方案，图 6-24 已用过这种方法．图中，D_1，D_2 和 R 组成反向电流泄漏通路，在多数应用中，R 的阻值一般取为 1—10 kΩ 以内．在放大区内，若稳压管 D_W 的反向电流小于 1 μA，放大器输出电压范围为 ±5 V，则 D_W 的反向电阻数量级在 5 MΩ 左右，如果没有泄漏通路，这个电阻将和 R_F 并联，从而引入增益误差．设置泄漏通路后，D_W 的反向电流流经 R，产生的电压降小于 1—10 mV，由于反相端为“虚地”，使 D_1 和 D_2 近乎零偏状态，它们的电阻很大，所以流向反相端的反向电流将小于 nA 级，这时和 R_F 并联的等效反向电阻可以提高到 10^{10} Ω 以上．若再增加一节泄漏通路，等效反向电阻可望再提高一个量级．不难看出，该电路的限幅电压为

$$E_g=E_W+U_{D1}$$

$$E_d=-(E_W+U_{D2})$$

当 $U_{D1}=U_{D2}=U_D$ 时，上式可表示为

$$E_g=-E_d=E_W+U_D \tag{6-74}$$

上式表明，虽然双向稳压管有很高的温度稳定性，但限幅电压仍受二极管正向压降的温度特性影响，这是泄漏电路带来的缺点．

为了克服上述缺点，可在图(a)中加入温度补偿二极管 D_3 和 D_4，如图 (b) 所示，就可

以消除温度对限幅电压的影响[4]. 显然,在限幅区中,放大器输出电压被箝位在 E_W+U_{D1} 或$-(E_W+U_{D2})$, 所以,输出电压的上、下限幅电压分别为

$$E_g = E_W + U_{D1} - U_{D3}$$

$$E_d = -E_W + U_{D4} - U_{D2}$$

只要 D_1 和 D_3, D_2 和 D_4 匹配, 它们的正向压降和温度特性完全相同,则输出限幅电压就与二极管参数无关,大大提高了温度稳定性,这时限幅电压将由式(6-70)决定.

三、死区电路

死区电路又叫失灵区电路,它的特点是当输入信号进入某个范围时,不论输入信号如何,输出信号始终为零, 只当输入信号脱离这个范围, 输出信号才跟随输入信号变化. 输出信号始终为零所对应的输入信号范围叫做死区或失灵区. 死区电路在模拟计算中应用较广.

1. 二极管桥式死区电路

最简单的死区电路是把二极管桥路并接在反相运算放大器的反馈回路中, 电路如图 6-29 所示. 桥路中四只二极管的导通状况不仅与电源电压 E_c 和 E_e、电阻 R_1 和 R_2 有关,还与输入回路电流 I_f 有关,由于 I_f 由输入电压 U_{sr} 决定,所以也与输入电压大小有关. 当 I_f 为零时,二极管桥路的四只二极管都导通, 考虑到放大器反相端为虚地, 所以流经电阻 R_1 和 R_2 的电流 I_1 和 I_2 为常数,即

$$I_1 = \frac{1}{R_1}(E_c - U_{D1})$$

$$I_2 = \frac{1}{R_2}(E_e - U_{D3})$$

这时,输出电压为零. 随着 I_f 的出现,但数值上还不太大时,这个电流将全部被桥路吸收,桥路二极管导通状态不变,输出电压继续保持为零, 电路出现死区. 只当 I_f 数值上较大,

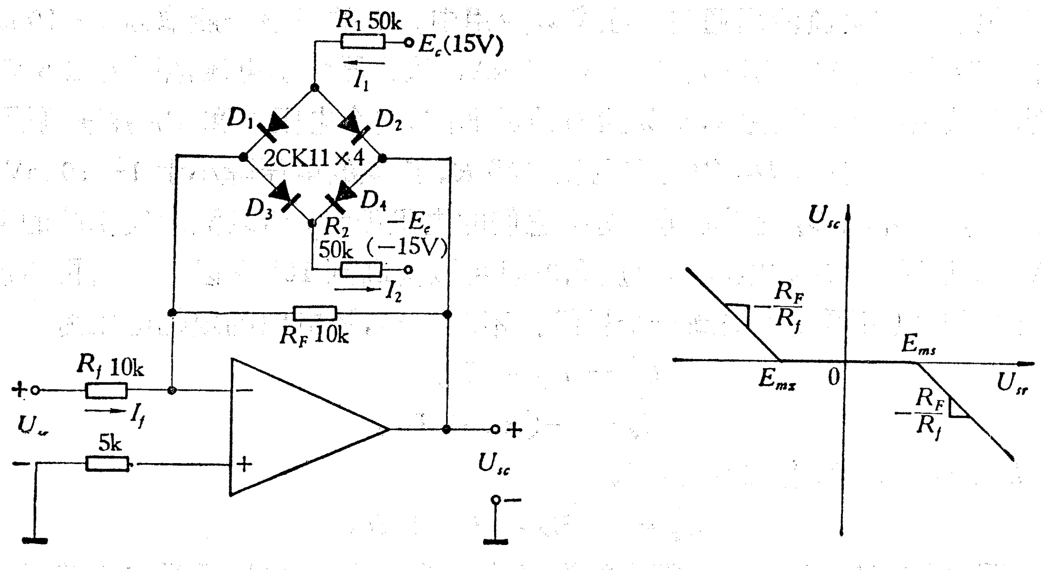


图 6-29 二极管桥式死区电路

(a) 电路($R_P = R_f // R_F$); (b) 特性.

桥路无法全部吸收这个电流时，R_F上才有电流流过，产生输出电压，电路进入放大区。

当输入电流由比较负的值变到比较正的数值时，电路将出现三种不同的作用区：

当输入电压 $U_{sr}<0$，且 $|I_f|>I_1$ 时，流经二极管 D_1 的电流不足以提供 $|I_f|$，不足部分只能由放大器从输出端经 R_F 供给。这时，二极管桥路的 D_1 和 D_4 导通，D_2 和 D_3 截止，运算放大器处于反相比例运算状态，特性斜率为 $-R_F/R_f$，输出电压极性为正。随着输入电压的升高，输出电压下降，R_F 中的电流减小。当输出电压下降到零，R_F 中的电流为零，输入电流 I_f 将全部由流经 D_1 的电流 I_1 提供，这时对应的输入电压就是死区的起始边界电压 E_{mx}。据此分析，得

$$-\frac{E_{mx}}{R_f}=\frac{E_c-U_{D1}}{R_1}$$

所以

$$E_{mx}=-\frac{R_f}{R_1}(E_c-U_{D1}) \tag{6-75}$$

当 $E_c\gg U_{D1}$，上式可简化为

$$E_{mx}\approx-\frac{R_f}{R_1}E_c \tag{6-76}$$

当 $U_{sr}>0$，且 $I_f>I_2$ 时，I_f 通过 D_3 足以提供 I_2 外，还有多余电流流经 R_F 送到放大器输出端。这时，二极管桥路的 D_2 和 D_3 导通，D_1 和 D_4 截止，运算放大器仍处于反相比例运算状态，特性斜率为 $-R_F/R_f$，输出电压极性为负。随着输入电压的下降，输出电压由负向零靠近。当达到零时，输入电流 I_f 刚好够提供 I_2，而再无多余电流，这时对应的输入电压就是死区的上限边界电压 E_{ms}。由此得

$$\frac{E_{ms}}{R_f}=\frac{1}{R_2}(E_e-U_{D3})$$

所以

$$E_{ms}=\frac{R_f}{R_2}(E_e-U_{D3}) \tag{6-77}$$

当 $E_e\gg U_{D3}$，上式可简化为

$$E_{ms}\approx\frac{R_f}{R_2}E_e \tag{6-78}$$

当输入电压 U_{sr} 位于 E_{mx} 和 E_{ms} 之间，有

$$-I_1<I_f<I_2$$

输入电流全部为二极管桥路吸收，四个二极管都导通，没有任何电流流经 R_F，输出电压为零，这就是电路的死区。调节电阻 R_2 和 R_1 可改变死区的上、下限边界电压 E_{ms} 和 E_{mx}。

这个电路的主要优点是简单，缺点是死区边界电压与二极管参数有关，故温度稳定性差。

例 6-12 对死区特性的要求是：死区边界电压为 ±3 V，非死区特性斜率为－1。当由图 6-29(a) 电路来完成这一任务时，为节省电源种类，可用运算放大器电源，若为 ±15 V，则由式(6-76)和(6-78)可得

$$\frac{R_f}{R_1}=\frac{R_f}{R_2}=\frac{3}{15}=\frac{1}{5}$$

由于斜率为－1，可取

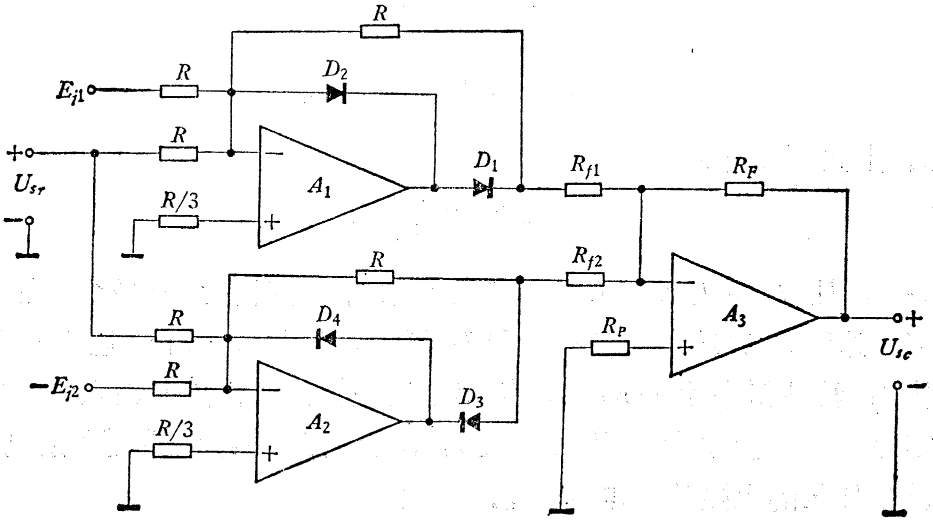
$$R_F=R_f=10\ \text{k}\Omega\quad R_1=R_2=5\,R_f=50\ \text{k}\Omega$$

若考虑二极管正向压降的影响，在 $U_D \approx 0.5\ \mathrm{V}$ 时，实际死区边界电压为

$$E_{ms} = -E_{mx} \approx 2.9\ \mathrm{V}$$

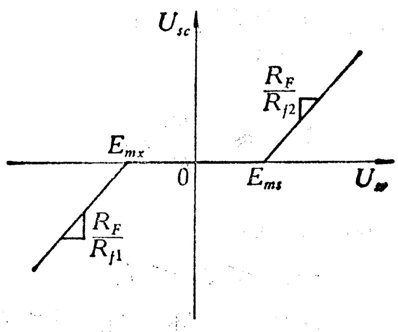
2. 精密死区电路

为了提高死区边界电压精度，在死区以外获得不同斜率的特性，可把两个具有电压偏置的半波整流电路组合起来，组成精密死区电路，图 6-30 是它的电路和特性. 图中，运算放大器 A_1 和 A_2 组成具有电压偏置的半波整流电路，一个对负输入电压整流，一个对正输入电压整流，但整流的起始电压分别由 E_{j1} 和 $-E_{j2}$ 控制. 两个整流电路的输出由加法运算放大器 A_3 求和，在 A_3 的输出端就得到了死区特性.



$(R_P = R_{f1}//R_{f2}//R_F)$

(a)



(b)

图 6-30 精密死区电路

(a) 电路； (b) 特性.

A_1 组成的半波整流电路，除了偏置基准电压 E_{j1} 外，其他与图 6-18(a) 完全相同，当 $E_{j1}=0$ 时，它们的输出-输入特性也完全相同. 当 $E_{j1} \neq 0$，整流起点不再是零，输入电压要负到 $-E_{j1}$ 时，才能产生输出电压，故整流起点移到 $-E_{j1}$. 同理，A_2 的整流起点移到 E_{j2}. 两者经 A_3 相加，就得到了图 6-30(b) 的死区特性，死区的上、下边界电压分别为

$$\begin{cases} E_{ms} = E_{j2} \\ E_{mx} = -E_{j1} \end{cases} \tag{6-79}$$

死区以外的特性斜率为

$$\frac{dU_{sc}}{dU_{sr}} = \begin{cases} \dfrac{R_F}{R_{f1}} & (\text{当 } U_{sr} < -E_{j1}) \\ \dfrac{R_F}{R_{f2}} & (\text{当 } U_{sr} > E_{j2}) \end{cases} \tag{6-80}$$

改变 E_{j1} 和 E_{j2} 可调节死区大小和位置，改变 R_{f1} 和 R_{f2} 可调节死区外的特性斜率. 电路的精度主要取决于半波整流电路的精度.

习　　题

题 6-11 将正弦输入电压 $u_{sr} = U_m \sin \omega t$ 分别加在图 6-18 至图 6-21 的电路的输入端，试绘制这些电路中各运算放大器的输出电压和各二极管的电压波形.

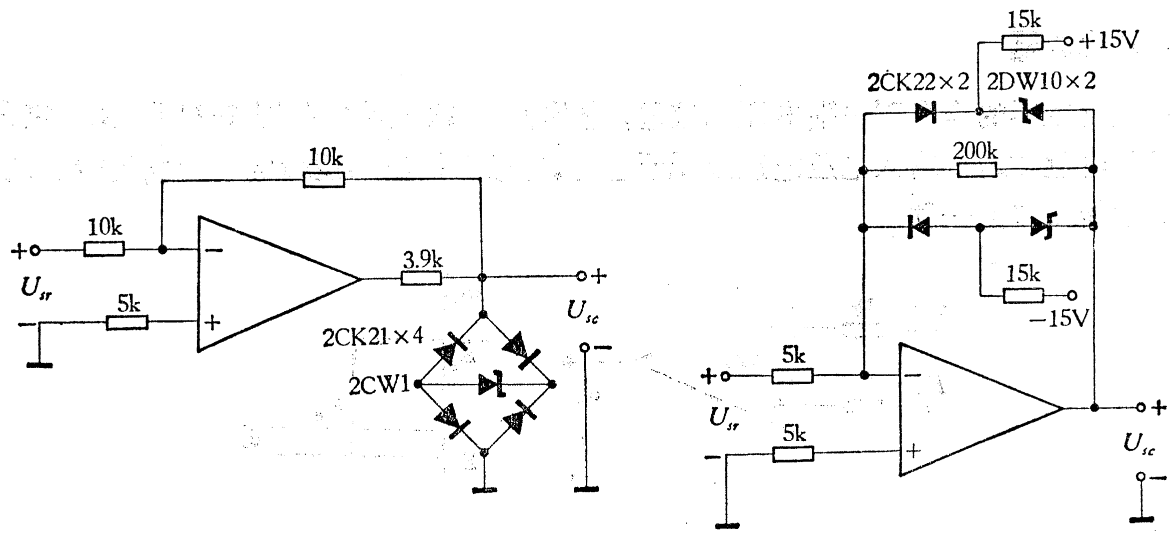
题 6-12 若要得到输出极性为负的绝对值电路，图 6-19(a) 和图 6-20(b) 应作何改动？

题 6-13 已知输入电压为 $u_{sr}=14.14\sin 100\,\pi t$(V)，放大器的额定输出电压范围为±10 V，试在图 6-19(a) 的基础上，设计一个具体的交流-有效值变换器.

题 6-14 若要使图 6-24 电路变成交流-有效值电路，如何改动电路最简单？

题 6-15 选择图 6-25(a) 电路的元件参数，以满足下列要求：$r_{sr} = 10\ \text{k}\Omega$，$K_F = -20$，$E_g = +10$ V，$E_d = -5$ V，限幅区斜率为−0.1 V/V.

题 6-16 分析下列各电路的性质和工作原理，计算其主要性能参数，绘制输出-输入特性.



(a)　　　　　　　　(b)

图 6-31　题 6-16 电路

题 6-17 按下列要求设计死区电路：

(1) $E_{mx} = -3$ V，$E_{ms} = 2$ V，$\dfrac{dU_{sc}}{dU_{sr}} = -5$；

(2) $-E_{mx} = E_{ms} = 4$ V，$\dfrac{dU_{sc}}{dU_{sr}} = -1$.

第三节　电压比较器

电压比较器用来判断输入信号电位之间的相对大小，它至少有两个输入端和一个输

出端．常规应用中是在一个输入端加上门限电位 E_m 作为基准，另一个输入端加被比较信号 u_{sr}，如图 6-32 所示．比较器输出信号仅有两个电位，一个是高输出电位 E_g，另一个是低输出电位 E_d，从数字电路观点来看，按正逻辑的原则，高输出电位 E_g 相当于逻辑电平"1"，低输出电位 E_d 相当于逻辑电平"0"．当未知信号 u_{sr} 超过或低于门限电位 E_m 时，比较器的输出电位就发生转换，或由 E_g 变为 E_d，或由 E_d 变为 E_g．可见，电压比较器的输入为模拟量，输出为数字量，这样，比较器就成了模拟电路与数字电路进行联系的桥梁，所以应用十分广泛．本节将介绍几种常用的基本比较器，它们是单限比较器、迟滞比较器和双限比较器，而以用得最多的迟滞比较器作为重点．

这些比较器可用专用集成比较器组成，也可用通用运算放大器组成，两者功能虽同，但组成方式略有差别，其中主要有两点：

第一，正如第三章所述，比较器的一个重要性能指标是它的响应时间，它一般应低于 10—20 ns，BG 307 为 20 ns．响应时间与放大器的上升速率和增益-带宽积有关．因此，必须选用这两项指标都高的通用运算放大器作比较器，并在应用中减小甚至不用相位补偿电容，以便充分利用通用运算放大器本身的带宽来提高响应速度．

第二，当在比较器后面连接数字电路时，专用集成比较器无需添加任何元器件，就可直接连接．但对通用运算放大器而言，必须对输出电压采取箝位措施，使它的高、低输出电位满足数字电路逻辑电平的要求．

一、单限比较器

单限比较器的全名叫单限电压比较器，它的输出-输入特性如图 6-32 所示．它只有一个门限电位 E_m，当输入电压超过或低于它时，比较器输出的逻辑电平就发生转换，它是比较器中最简单的一种．

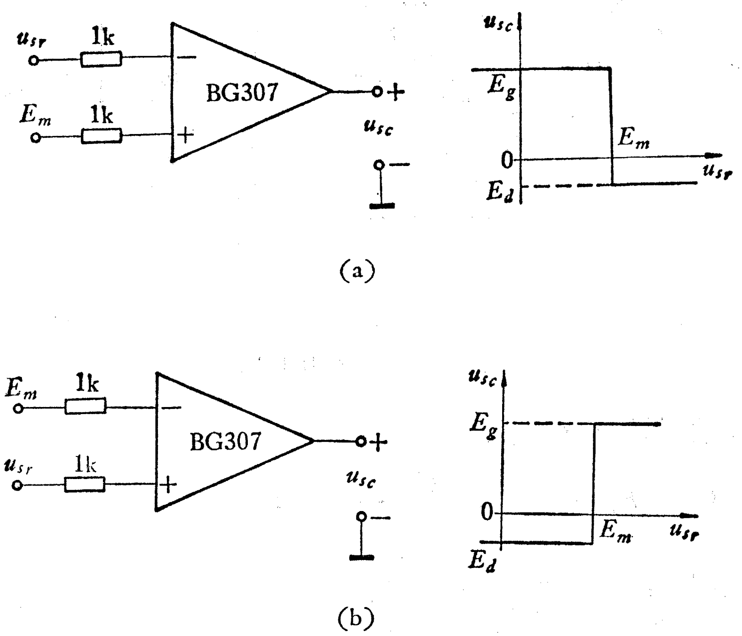


图 6-32　专用集成比较器组成的单限比较器

1. 基本电路

单限比较器可用专用比较器组成，如图 6-32 所示，也可由通用运算放大器实现，如图

6-33 所示. 图中的成对电阻 R，分别代表信号源和门限电源的内阻，应用中应设法使它们相等，以便减小输入偏置电流及其漂移的影响. 有时为了防止运算放大器因差动输入电压过大而损坏，可在同相端与反相端之间，并联一对反接的二极管，如图 6-33(a) 电路所示. 这两只二极管起输入箝位作用，使输入差动电压不超过一个二极管的正向压降；为了不影响比较器的响应速度和比较精度，这对二极管的极间电容和反向电流都应小.

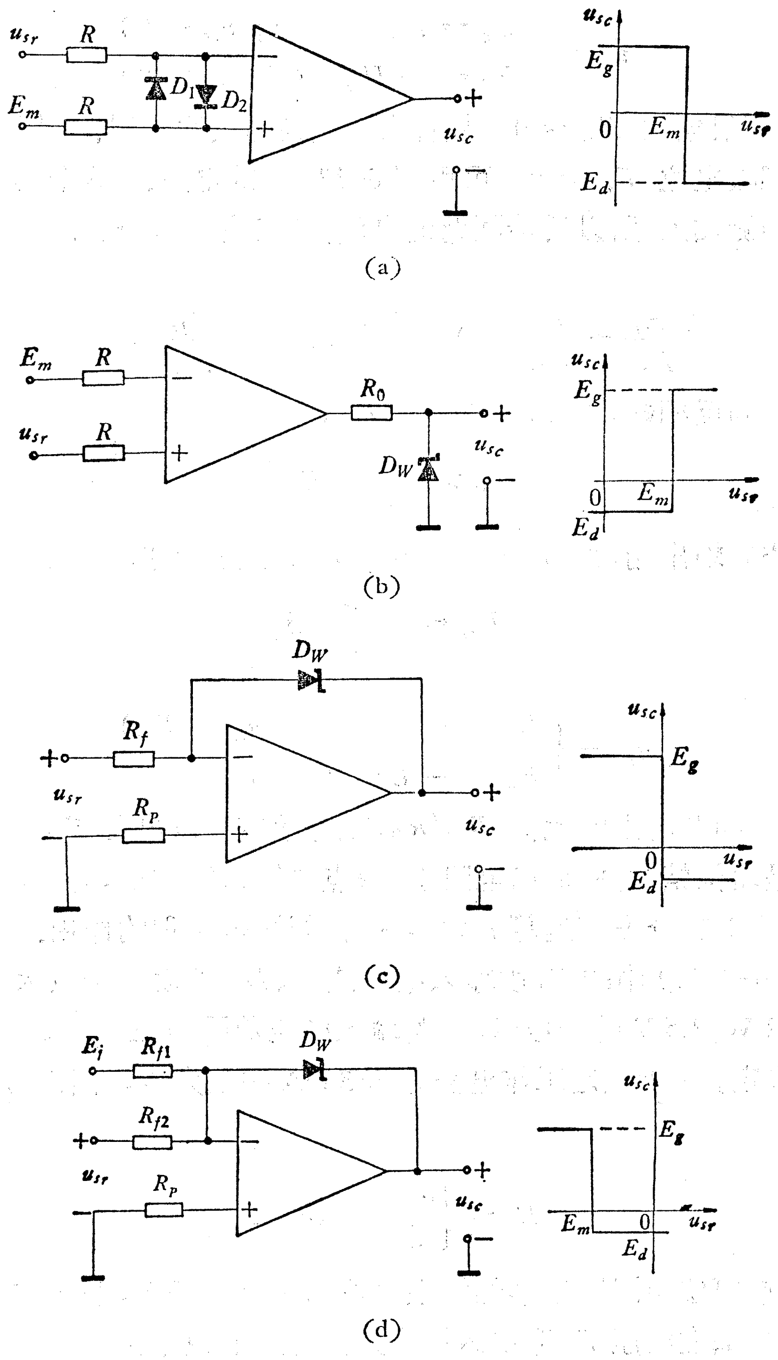


图 6-33 通用运算放大器组成的单限比较器

(a) 输出未箝位； (b) 输出箝位； (c) 反馈箝位(零交)； (d) 反馈箝位.

对图 6-32 电路而言，放大器都为专用比较器，所以它的高、低输出电位在数值上不等，而图 6-33(a) 电路采用通用运算放大器，所以它的 E_g 和 E_d 分别为正向和负向输出饱和电压，常接近于正、负电源电压，在数值上也差不多相等. 图 6-33(b) 采用了输出箝位，所以它的 E_g 和 E_d 分别为

$$u_{sc}=\begin{cases}E_g=E_W & (\text{当}\ u_{sr}>E_m)\\ E_d=-U_D & (\text{当}\ u_{sr}<E_m)\end{cases} \tag{6-81}$$

式中，E_W 和 U_D 分别为稳压管 D_W 的稳定电压和正向压降.

图 6-33(c) 也采用了输出箝位，但稳压管作为反馈回路元件，故不论输入电压极性如何，D_W 不是正向导通，就是反向稳压工作，反馈始终存在，因此反相端被限定为零电位. 可见，这个电路的高、低输出电位仍由式(6-81)表示，但条件有所不同

$$u_{sc}=\begin{cases}E_g=E_W & (\text{当}\ u_{sr}<0)\\ E_d=-U_D & (\text{当}\ u_{sr}>0)\end{cases} \tag{6-82}$$

这样，这个电路的门限电位 $E_m=0$，故有人叫它为零交比较器. 利用反馈箝位方法，而又想使比较器的门限电位 $E_m\neq 0$，可用图 6-33(d) 的电路. 这个比较器的输入电压和基准电压都从反相侧加入，所以反馈回路的电流方向，完全取决于两个输入回路电流的相互关系. 当

$$\frac{E_j}{R_{f1}}+\frac{u_{sr}}{R_{f2}}<0 \qquad \text{即}\ u_{sr}<-\frac{R_{f2}}{R_{f1}}E_j$$

电流将从输出端流向反相端，故 $u_{sc}=E_g=E_W$，当

$$u_{sr}>-\frac{R_{f2}}{R_{f1}}E_j$$

电流将从反相端流向输出端，故 $u_{sc}=E_d=-U_D$. 这样，门限电位为

$$E_m=-\frac{R_{f2}}{R_{f1}}E_j \tag{6-83}$$

得

$$u_{sc}=\begin{cases}E_g=E_W & (\text{当}\ u_{sr}<E_m)\\ E_d=-U_D & (\text{当}\ u_{sr}>E_m)\end{cases} \tag{6-84}$$

可见，改变两个输入回路电阻的比值 R_{f2}/R_{f1}，或者改变基准电压 E_j，都能调节门限电位. 反馈箝位的优点是箝位精度高，输出电阻小，缺点是输入阻抗低，为了电路稳定工作，还需接相位补偿电容，未能充分发挥运算放大器固有增益-带宽积的作用.

例 6-13 图 6-33(c) 中的 R_f 由输入电压范围、D_W 的功耗和放大器允许输出电流决定. 当 D_W 采用 0.2 W，3.5 V 的稳压管时，若输入电压范围为 ±10 V，则 R_f 主要由放大器的额定输出电流决定，对于额定工作电流为 ±3 mA 的放大器，假设可占用 1 mA 的工作电流，这时

$$R_f=\frac{10\ \text{V}}{1\ \text{mA}}=10\ \text{k}\Omega$$

例 6-14 反馈箝位单限比较器的门限电位为 $E_m=-5$ V，输入电压范围为 ±10 V. 为了节省电源种类，基准电压 E_j 选用运算放大器的正电源电压

$$E_j=E_c=15\ \text{V}$$

基于例 6-13 的分析，可选

$$R_{f2}=10\ \text{k}\Omega$$

故由式(6-83)，可得

$$R_{f1}=-\frac{E_j}{E_m}R_{f2}=30\ \text{k}\Omega$$

当 $E_m = 3\text{ V}$ 时，则可选用

$$E_j = 15\text{ V} \quad R_{f2} = 10\text{k}\Omega \quad R_{f1} = 50\text{ k}\Omega$$

2. 性能改进

在单限比较器中，由于放大器的增益、增益-带宽积和上升速率有限，都将引入误差．增益有限将使比较器的输出-输入特性在高低输出电位转换特性段的斜率陡度减小，降低定态精度．例如，若比较器的直流开环增益 K_0 为 10^4，输出高低电位之差为 5 V，则输入电压至少和门限电位相差 ±0.5 mV，才能实现输出逻辑电平转换． 这项误差是固有的，只能靠提高 K_0 使其下降．增益-带宽积和上升速率有限将延长比较器的转换时间，引起转换滞后，加大动态误差．不过，这项误差可通过一定的补偿技术使其减小[5]．

（1）反馈箝位比较器的改进

为了保证稳定工作，反馈箝位比较器常常外接相位补偿电容，因而减小了放大器原有的增益-带宽积．考虑到滞后时间出现在转换过程中，所以，如果在发生转换时，能将外接相位补偿电容自动切除，就能进一步减小滞后时间，同时又不影响转换结束后的电路的稳定性．图 6-34 是按这个原则组成的电路，其中，C_1 和 C_2 为相位补偿电容，D_1 和 D_2 为二极管切换开关，D_W 和 D 为箝位二极管．在基本的单限比较器中，这是一种比较好的方案．

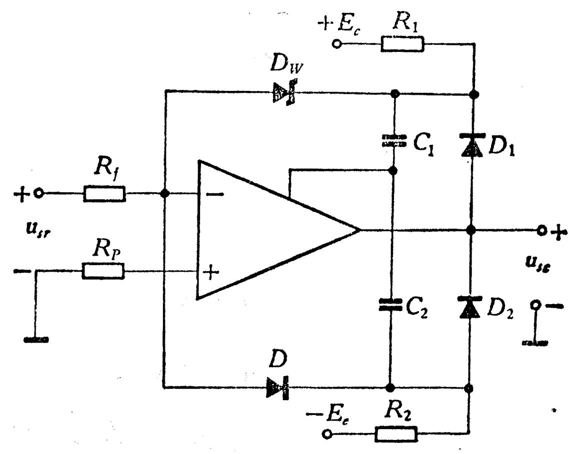


图 6-34 反馈箝位比较器的改进

假定图 6-34 的电路处于稳态，当输出位于高电位 E_g 时，D_1 导通，D_2 截止，D_W 和 C_1 投入工作，所以输出电压被箝位在 $E_W + U_{D1}$；当输出位于低电位 E_d 时，D_2 导通，D_1 截止，D 和 C_2 投入工作，所以输出电压被箝位在 $-(U_D + U_{D2})$．若各二极管正向压降相等，可得

$$u_{sc} = \begin{cases} E_g = E_W + U_D & (\text{当 } u_{sr} < 0) \\ E_d = -2U_D & (\text{当 } u_{sr} > 0) \end{cases} \tag{6-85}$$

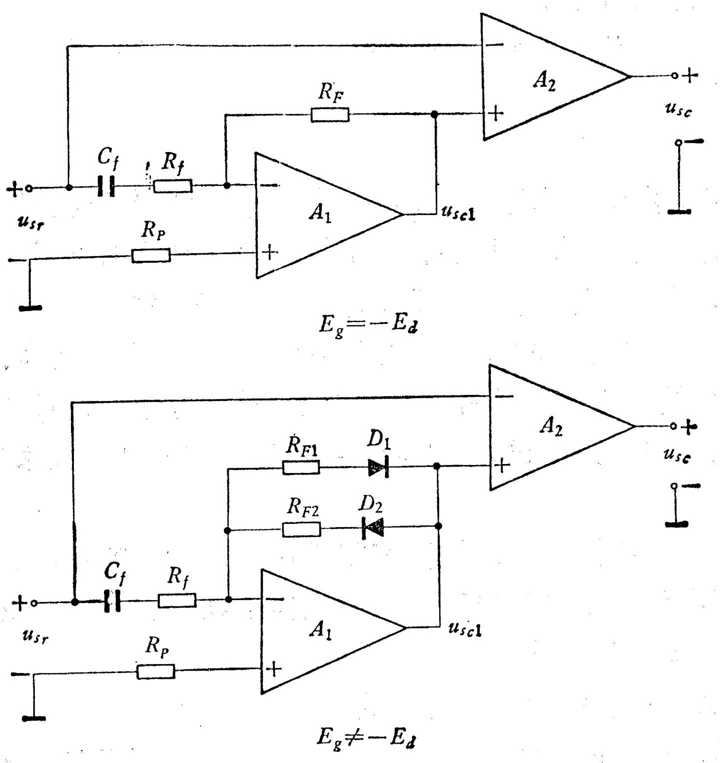
可见，这个电路是 $E_m = 0$ 的零交比较器． 在稳态时，相位补偿电容 C_1 或 C_2 中总有一个接入电路，保证了电路在反馈箝位条件下仍能稳定的工作．

当 u_{sr} 达到门限电位 E_m，电路进入转换状态，在外电源的作用下，D_1 和 D_2 都将反向偏置，切断了补偿电容 C_1 和 C_2 与运算放大器的联系，解除了对放大器原有增益-带宽积的约束，从而减小了滞后时间，提高了动态精度．

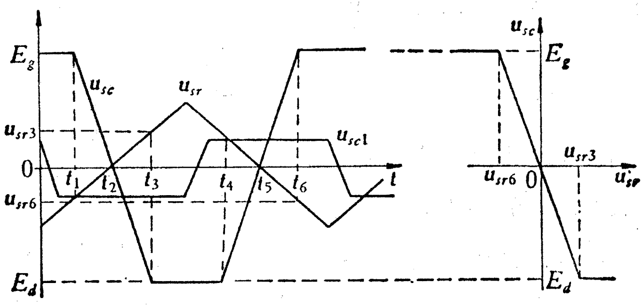
这种方法对小信号运行有效，在大信号运行时，比较器的响应速度主要取决于上升速率．

（2）前馈微分校正

前馈微分校正的基本思想是在输入信号即将达到，但还没有实际达到门限电位时，使比较器提前转换，使得输入信号达到门限电位时，比较器也刚好完成转换，从而将滞后时间大大减小，理论上可减小到零．



(a)



(b)

图 6-35 单限比较器的前馈微分校正

(a) 电路； (b) 前馈微分校正作用图解.

在放大器增益-带宽积和上升速率有限定的条件下，输入信号变化速度愈大，转换滞后时间也愈大，因此，应将输入电压的微分信号作为前馈校正信号，原理电路和前馈校正说明如图 6-35 所示。

图 6-35(a) 中的电路，一个适用于比较器输出高低电位对称的情况，另一个适用于一般情况. 输入信号 u_{sr} 除了直接加到比较器 A_2 的反相端外，还经 A_1 微分后，送到 A_2 的同相端，所以 A_2 的差动输入信号是 u_{sr} 的微分信号与 u_{sr} 本身之差. 由图 6-35(b) 不难看出，若输入电压为斜坡电压，则输入信号未达到零之前，就能使比较器开始转换，转换发生在输入微分信号 u_{sc1} 等于输入信号 u_{sr} 的时刻 t_1 和 t_4. 适当选择微分运算放大器的参数，可使输入电压 u_{sr} 和输出电压 u_{sc} 在同一时刻 t_2 和 t_5,达到零值，大大提高了动态精度.

当输入信号变化很快或为大信号时，在 t_1 与 t_3, t_4 与 t_6 之间输出电压的变化率——比较器的平均转换速度将约等于放大器的上升速率 SR，所以转换滞后时间分别为

$$\Delta t_1 = t_2 - t_1 = \frac{E_g}{\mathrm{SR}}$$

$$\Delta t_2 = t_5 - t_4 = \frac{|E_d|}{\mathrm{SR}}$$

前馈微分校正的全补偿条件是在这个滞后时间内，输入电压的变化量在数值上应等于微分运算放大器的输出电压 u_{sc1}. 对于图 6-35(a) 中的通用电路，按全补偿条件可得

$$u_{sc1} = -R_{F1}C_f\frac{du_{sr}}{dt} = -u_{sr}(t_1)$$

而

$$-u_{sr}(t_1) = -\frac{du_{sr}}{dt}(t_2 - t_1) = -\frac{du_{sr}}{dt}\Delta t_1$$

可见

$$\Delta t_1 = t_2 - t_1 = R_{F1}C_f$$

同理

$$\Delta t_2 = t_5 - t_4 = R_{F2}C_f$$

由上列各式，可得满足全补偿条件的元件参数关系为

$$\begin{cases} R_{F1}C_f = \dfrac{E_g}{\mathrm{SR}} \\ R_{F2}C_f = \dfrac{|E_d|}{\mathrm{SR}} \end{cases} \tag{6-86}$$

当 $E_g = |E_d|$ 时，为

$$R_FC_f = \frac{E_g}{\mathrm{SR}} = \frac{|E_d|}{\mathrm{SR}} \tag{6-87}$$

式 (6-86) 和 (6-87) 就是上升速率起主要作用时的滞后误差的全补偿条件. 在上述分析中，没有考虑反馈回路中二极管等因素的影响，为此，R_{F1} 或 R_{F2} 应能适当微调，以便补偿这类因素的影响.

当输入信号变化较慢或为小信号工作时，比较器的滞后时间不仅与放大器的增益-带宽积有关，还与输入信号的变化速度有关. 若 $u_{sr} = at$，则此斜坡电压的拉普拉斯变换为 a/s^2，代入式(5-1)，得

$$U_{sc}(s) = \frac{K_0}{1+\tau_0 s}\frac{a}{s^2}$$

上式的拉普拉斯反变换为

$$u_{sc}(t) = aK_0(t - \tau_0 + \tau_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}})$$

将上式右边括号中的第三项展成台劳级数

$$u_{sc}(t) = aK_0\left[t - \tau_0 + \tau_0\left(1 - \frac{t}{\tau_0} + \frac{t^2}{2\tau_0^2} - \frac{t^3}{6\tau_0^3} + \cdots\right)\right]$$

在实际应用中，比较器的转换时间往往比 τ_0 小得多，所以，上式可近似为

$$u_{sc}(t) \approx aK_0\frac{t^2}{2\tau_0}$$

这样，比较器输出电压由 E_g 转换到零的滞后时间为

$$\Delta t_1 = t_2 - t_1 = \sqrt{\frac{2E_g}{aK_0/\tau_0}}$$

同理，由 E_d 转换到零的滞后时间为

$$\Delta t_3 = \sqrt{\frac{2|E_d|}{aK_0/\tau_0}}$$

按上述前馈微分校正的全补偿条件，有

$$R_{F1}C_f = \sqrt{\frac{2E_g}{aK_0/\tau_0}}$$

$$R_{F2}C_f = \sqrt{\frac{2|E_d|}{aK_0/\tau_0}}$$

由于 a 是变化的，所以与大信号工作条件不同，在小信号工作条件下，全补偿条件很难精确满足。一般按最大变化速度来选参数。因为对输入信号最大变化速度 a_m 实现了全补偿，则在整个变化速度范围内来看，平均误差最小。这时，有

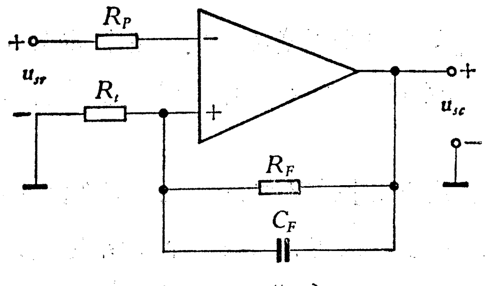
$$\begin{cases} R_{F1}C_f = \sqrt{\dfrac{2E_g}{a_mK_0/\tau_0}} \\ R_{F2}C_f = \sqrt{\dfrac{2|E_d|}{a_mK_0/\tau_0}} \end{cases} \tag{6-88}$$

当 $E_g = -E_d$ 时，为

$$R_FC_f = \sqrt{\frac{2E_g}{a_mK_0/\tau_0}} = \sqrt{\frac{2|E_d|}{a_mK_0/\tau_0}} \tag{6-89}$$

电路中的 R_f 的阻值可由式(5-178)算出。

(3) 正反馈的应用



$(R_P = R_F // R_t)$

图 6-36 正反馈的应用

正反馈能加速比较器的转换过程，减小增益-带宽积对动态精度的影响，但对放大器上升速率的影响无法校正，所以，在小信号工作时，可将转换速度提高到放大器上升速率所允许的上限值附近。

由图 6-36 电路不难看出，当输出电压不变或变化十分缓慢时，正反馈系数为 $R_t/(R_t + R_F)$，一旦 u_{sc} 进入转换过程，反馈回路电容 C_F 自动增大正反馈作用，加速转换过程，减小比较器的响应时间。电路的反馈传递函数由外部回路元件决定，因为

$$U_+(s) = \frac{R_t}{R_t + \dfrac{R_F/C_Fs}{R_F + \dfrac{1}{C_Fs}}} U_{sc}(s)$$

所以

$$F(s) = \frac{U_+(s)}{U_{sc}(s)} = \frac{R_t}{R_F + R_t} \frac{1 + R_FC_Fs}{1 + \dfrac{R_FR_t}{R_F + R_t}C_Fs}$$

而

$$K'_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = \frac{K_0(s)}{K_0(s)F(s) - 1}$$

考虑到式(5-1),得

$$K_0(s)F(s)=\frac{K_0R_t}{R_F+R_t}\frac{1+R_FC_Fs}{1+\left(\tau_0+\frac{R_FR_t}{R_F+R_t}C_F\right)s+\frac{R_FR_t}{R_F+R_t}C_F\tau_0s^2}$$

这样,当 $K_0(s)F(s)$ 等于或约等于一时,比较器在转换过程中将有最强的正反馈,为此,选用

$$\begin{cases}R_t=\frac{R_F}{K_0-1}\approx\frac{R_F}{K_0}\\ R_F\,C_F=\frac{\tau_0K_0}{K_0-1}\approx\tau_0\end{cases}\tag{6-90}$$

由此可得

$$K_0(s)F(s)\approx\frac{1}{1+\frac{\tau_0}{K_0}s}$$

由于 $\tau_0/K_0\ll1$,故有 $K_0(s)F(s)\approx1$,基本满足要求.

由下面导出的式(6-93)可知,这个比较器有两个门限电位,它们是

$$\begin{cases}E_{ms}=\frac{R_t}{R_t+R_F}E_g\approx\frac{E_g}{K_0}\\ E_{mx}=\frac{R_t}{R_t+R_F}E_d\approx\frac{E_d}{K_0}\\ \Delta E_m=\frac{R_t}{R_t+R_F}(E_g-E_d)\approx\frac{1}{K_0}(E_g-E_d)\end{cases}\tag{6-91}$$

由于 $K_0\gg1$,所以两个门限电位十分接近,并差不多都等于零,属于零交比较器. 门限宽度 ΔE_m 就是这个零交比较器的比较误差,它用这个误差换来了高的转换速度以及一定的抗干扰能力.

例 6-15 若 $K_0=10^4$,$\tau_0=\frac{1}{\omega_0}=\frac{1}{20\pi}\approx0.016\,\text{sec}$,$E_g=-E_d=12\text{ V}$,为了使图 6-36 的零交比较器的转换速度不受增益-带宽积的影响,由式(6-90),可选

$$R_F=1\text{ M}\Omega\quad C_F=0.016\,\mu\text{F}\quad R_t=R_P=100\,\Omega$$

由式(6-91)得

$$E_{ms}=1.2\text{ mV}\quad E_{mx}=-1.2\text{ mV}\quad \Delta E_m=2.4\text{ mV}$$

有了 ΔE_m 后,当输入信号中寄生有干扰信号时,比较器输出不会因此在门限电位附近颤动.

二、迟滞比较器

迟滞比较器的输出-输入特性如图 6-37 所示,它具有迟滞回线形状,电路由此得名. 由图可知,迟滞比较器具有两个门限电位,我们把值大的门限电位叫上门限电位,用符号 E_{ms} 表示,值小的门限电位叫下门限电位,用符号 E_{mx} 表示,两者之差叫门限宽度,用符号 ΔE_m 表示,所以有

$$\Delta E_m=E_{ms}-E_{mx}\tag{6-92}$$

当输入电压从低值达到上门限电位 E_{ms} 时,比较器输出可能从低输出电位 E_d 转到高输出电位 E_g;也可相反,从 E_g 转到 E_d. 为了加以区别,我们把前者叫做上行迟滞特性,简称

上行特性；后者叫做下行迟滞特性，简称下行特性．与此相对应的比较器分别叫上行迟滞比较器和下行迟滞比较器．

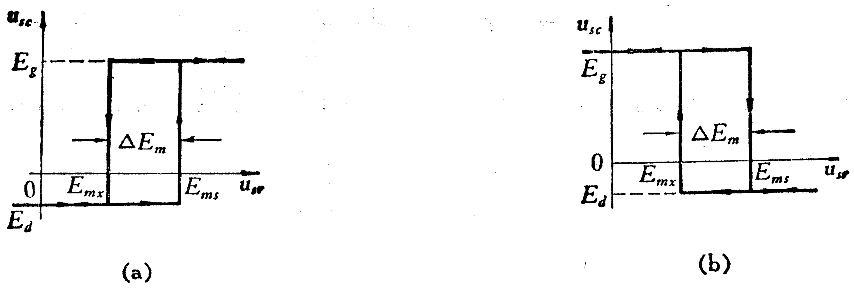


图 6-37 迟滞比较器的输出-输入特性

(a) 上行特性； (b) 下行特性．

迟滞比较器在信号发生和信号变换等应用电路中应用很多，应当很好掌握．

1. 基型迟滞比较器

所有迟滞比较器都具有正反馈回路，以便加速比较器的转换过程，并获得所需的迟滞特性，图 6-38 是两个基型迟滞比较器，它们是其他形式的迟滞比较器的基础．迟滞比较器的高输出电位 E_g 和低输出电位 E_d 在数值上可能相等，也可能不等，为了不丧失讨论的一般性，按不相等讨论，当相等时，利用等式 $E_g = -E_d$，就能得出所需的一切结论．

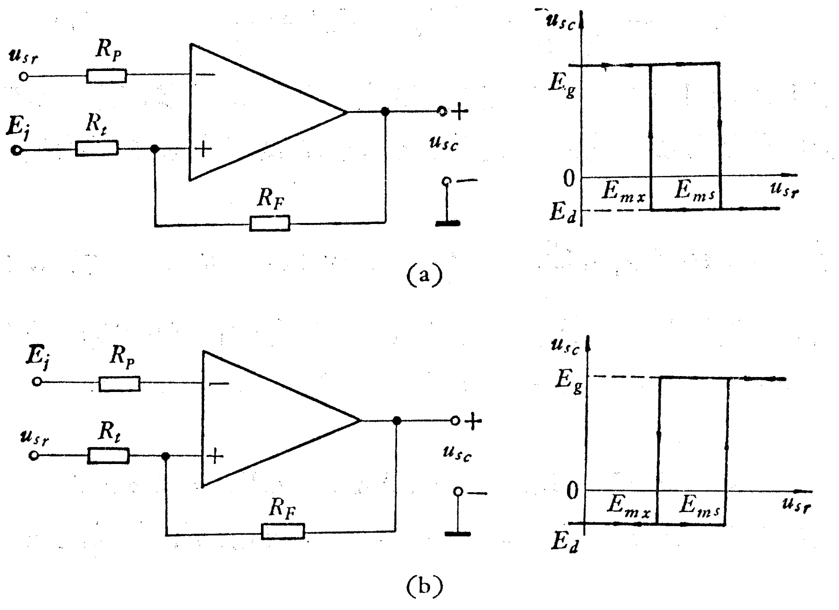


图 6-38 基型迟滞比较器 ($R_P = R_t // R_F$)

(a) 下行迟滞比较器； (b) 上行迟滞比较器．

在图 6-38 的电路中，输出电压都经反馈回路电阻 R_F 送到比较器的同相端，一旦输出逻辑电平发生变化，例如，从高电位 E_g 向低电位 E_d 转换，正反馈迫使同相端电位随之下降，从而加速了输出电位的跳变过程．有时，为了进一步提高转换速度，可在 R_F 上并联一只 10—100 pF 的电容，以加强转换过程中的正反馈作用．比较器有两个不同的输出电位，又引入正反馈，就使迟滞比较器的输出-输入特性不同于单限比较器的特性，前者有两个门限电位，后者只有一个．反映迟滞比较器特性的主要参数是它的两个门限电位及其迟滞特性．

在图 6-38(a) 的电路中，输入电压从放大器的反相侧加入，所以反相端电压为

$$u_{-}=u_{sr}$$

当输出电压为 E_g 时，同相端电位为

$$U_{+1}=\frac{R_t}{R_t+R_F}E_g+\frac{R_F}{R_t+R_F}E_j$$

要使比较器从 E_g 转换到 E_d，$u_{-}=u_{sr}$ 必须增大到 U_{+1} 才行，所以上门限电位为

$$E_{ms}=U_{+1}=\frac{1}{R_t+R_F}(R_tE_g+R_FE_j)$$

同理，当输出电压为 E_d 时，同相端电位为

$$U_{+2}=\frac{R_t}{R_t+R_F}E_d+\frac{R_F}{R_t+R_F}E_j$$

要使比较器从 E_d 转换到 E_g，$u_{-}=u_{sr}$ 必须下降到 U_{+2} 才行，所以下门限电位为

$$E_{mx}=U_{+2}=\frac{1}{R_t+R_F}(R_tE_d+R_FE_j)$$

考虑到门限宽度公式 (6-92)，我们就得到了这个电路的三个主要参数为

$$\begin{cases}E_{ms}=\dfrac{1}{R_t+R_F}(R_tE_g+R_FE_j)\\ E_{mx}=\dfrac{1}{R_t+R_F}(R_tE_d+R_FE_j)\\ \Delta E_m=\dfrac{R_t}{R_t+R_F}(E_g-E_d)\end{cases} \tag{6-93}$$

从上述分析过程可以看出，这个迟滞比较器具有下行迟滞特性. 改变基准电压 E_j，可同时调节上、下门限电位，而不影响门限宽度. 改变正反馈系数 $R_t/(R_t+R_F)$，虽可调节门限宽度，但同时影响上、下门限电位. 当门限宽度和门限电位都需要调节时，可先改变正反馈系数 $R_t/(R_t+R_F)$ 得到所需的 ΔE_m，再改变 E_j 得到所需的 E_{ms} 和 E_{mx}. 三参量不能独立调节是这个电路的缺点之一.

根据上述分析方法，可得图 6-38(b) 电路的三个参数. 因为基准电压 E_j 加在放大器的反相侧，所以

$$U_{-}=E_j$$

当输出电压为 E_g 时，要使比较器从 E_g 转换到 E_d，u_{sr} 必须下降到使 u_{+} 等于 $U_{-}=E_j$ 才行，这时对应的输入电压就是下门限电位 E_{mx}，由此可得

$$U_{-}=E_j=U_{+}=\frac{R_F}{R_t+R_F}E_{mx}+\frac{R_t}{R_t+R_F}E_g$$

整理后，得

$$E_{mx}=\left(1+\frac{R_t}{R_F}\right)E_j-\frac{R_t}{R_F}E_g$$

同理，当输出电压为 E_d 时，要使比较器从 E_d 转换到 E_g，u_{sr} 必须上升到使 u_{+} 等于 $U_{-}=E_j$ 才行，这时对应的输入电压就是上门限电位 E_{ms}，由此得

$$E_{ms}=\left(1+\frac{R_t}{R_F}\right)E_j-\frac{R_t}{R_F}E_d$$

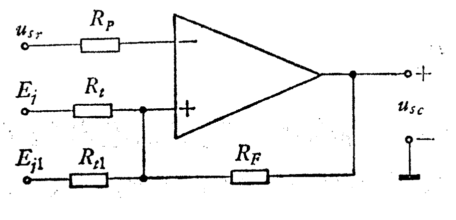
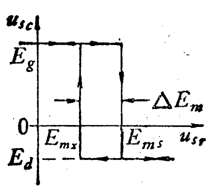
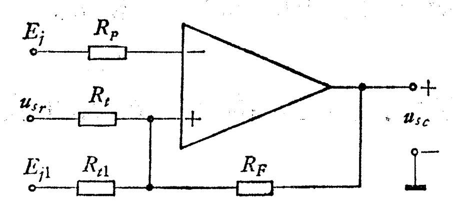
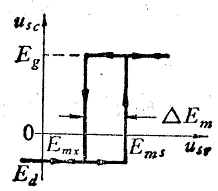
考虑到式(6-92)，可得这个电路的三个参数为

$$
\begin{cases}
E_{ms} = \left(1 + \dfrac{R_t}{R_F}\right) E_j - \dfrac{R_t}{R_F} E_d \\
E_{mx} = \left(1 + \dfrac{R_t}{R_F}\right) E_j - \dfrac{R_t}{R_F} E_g \\
\Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_F}(E_g - E_d)
\end{cases}
\tag{6-94}
$$

因此这个迟滞比较器具有上行迟滞特性．像上一个电路一样，这个电路的三个参数同样不能独立调节，而且输入阻抗不如图(a)电路高．

这类基型迟滞比较器的形态很多，但归纳起来不外乎是表 6-3 中的两种形式，其他同类型基型迟滞比较器基本上都可据此导出．不难看出，图 6-38 电路及其参数关系式(6-93)和(6-94)是表 6-3 的特例．从表 6-3 中的参数关系式可知，三个参数不能独立调节是基型迟滞比较器的共同缺点；此外，比较器的输出电压，特别是用通用运算放大器组成的比较器的输出电压，是不精确的，往往受温度和工作条件的影响，从而影响门限电位和门限宽度的精度，这也是基型迟滞比较器的共同缺点．但由于它十分简单，所以应用仍很广泛，特别适用于门限宽度不要求调节的场合．

表 6-3　基型迟滞比较器的一般形态

序号	电　　路	特　　性	参　　数
1	 $R_P = R_t // R_{t1} // R_F$		$E_{ms} = \dfrac{R_t R_{t1} E_g + R_t R_F E_{j1} + R_{t1} R_F E_j}{R_t R_{t1} + R_t R_F + R_{t1} R_F}$ $E_{mx} = \dfrac{R_t R_{t1} E_d + R_t R_F E_{j1} + R_{t1} R_F E_j}{R_t R_{t1} + R_t R_F + R_{t1} R_F}$ $\Delta E_m = \dfrac{1}{1 + \dfrac{R_F}{R_{t1} // R_t}}(E_g - E_d)$
2	 $R_P = R_t // R_{t1} // R_F$		$E_{ms} = \left(1 + \dfrac{R_t}{R_{t1} // R_F}\right) E_j - \dfrac{R_t}{R_{t1}} E_{j1} - \dfrac{R_t}{R_F} E_d$ $E_{mx} = \left(1 + \dfrac{R_t}{R_{t1} // R_F}\right) E_j - \dfrac{R_t}{R_{t1}} E_{j1} - \dfrac{R_t}{R_F} E_g$ $\Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_F}(E_g - E_d)$

例 6-16　对图 6-38(a) 下行迟滞比较器的要求为：$\Delta E_m = 6\,\mathrm{V}$，$E_{ms} = 6\,\mathrm{V}$，$E_g = -E_d \approx 12\mathrm{V}$．显然，这个比较器应由通用运算放大器组成，放大器的饱和电压应在 $\pm 12\mathrm{V}$ 左右．根据门限宽度的要求，由式(6-93)可得

$$\frac{R_t}{R_F + R_t} = \frac{\Delta E_m}{E_g - E_d} = \frac{6}{24} = \frac{1}{4}$$

初选

$$R_t = 10\,\mathrm{k}\Omega \quad R_F = 30\,\mathrm{k}\Omega$$

根据上门限电位要求，由式(6-93)，得

$$E_j = \left(1 + \frac{R_t}{R_F}\right) E_{ms} - \frac{R_t}{R_F} E_g = \left(1 + \frac{10 \times 10^3}{30 \times 10^3}\right) \times 6 - \frac{10 \times 10^3}{30 \times 10^3} \times 12$$

$$= 4\mathrm{V}$$

为了节省电源种类，E_j 可由运算放大器正电源 E_c 分压取得。

当 ΔE_m 和 E_{ms} 要求精确时，为了克服 E_g 和 E_d 不准带来的影响，可通过实验，微调 R_F 来保证 ΔE_m 的精度，再微调 E_j 来保证 E_{ms} 的精度。

在图 6-38 的反馈回路中，串入适当的二极管，可得另一类常用的基型迟滞比较器，电路如图 6-39 所示，正反馈回路中增加了一只二极管以后，就使正反馈通路具有方向性，它在一种转换状态下是导通的，在相反的转换状态下就断开，因此在波形不对称的信号发生和信号变换电路中，它是基本组成电路之一。

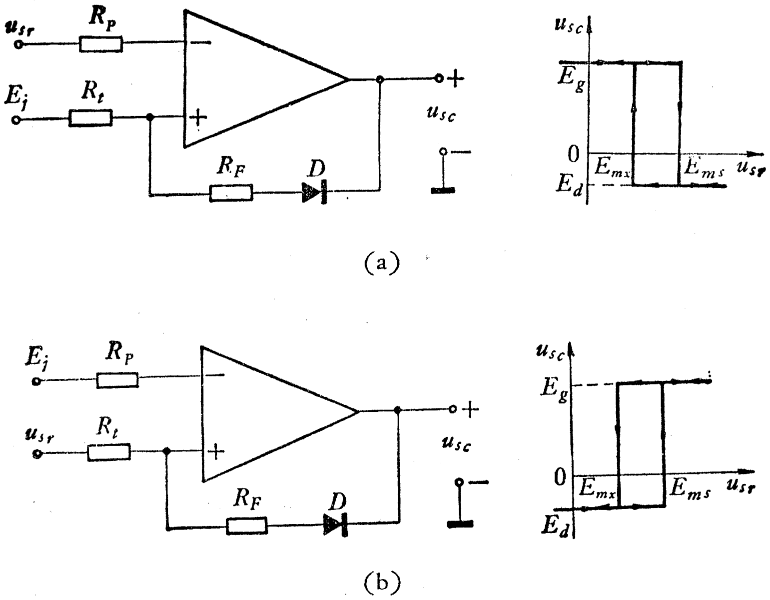


图 6-39 反馈通路具有方向性的基型迟滞比较器

(a) 下行迟滞比较器； (b) 上行迟滞比较器.

图 6-39(a) 是具有下行迟滞特性的比较器，在 $u_{sc}=E_g$ 时，只要 $E_j<E_g$，二极管 D 就必然处于截止状态，所以 $U_+=E_j$. 由于 $u_-=u_{sr}$，故当 u_{sr} 由小增大到 E_j 时，比较器将从 E_g 转换到 E_d，可见上门限电位为

$$E_{ms}=E_j$$

当 $u_{sc}=E_d$，只要 $E_j>(E_d+U_D)$，二极管 D 就必然导通，这时，同相端电位为

$$U_+=\frac{R_t}{R_t+R_F}(E_d+U_D)+\frac{R_F}{R_t+R_F}E_j$$

显然，当 u_{sr} 由大下降到 U_+ 时，将使比较器的输出从 E_d 转换到 E_g，故 U_+ 的大小就是下门限电位 E_{mx}.

根据上述分析，当满足下列条件时

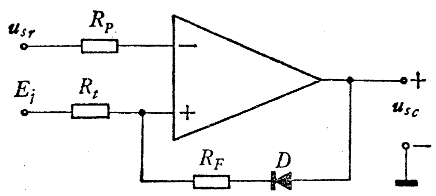
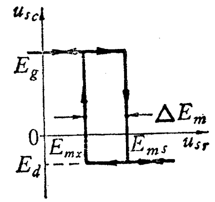
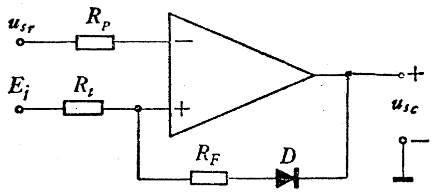
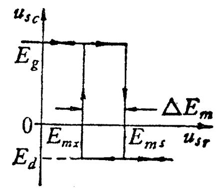
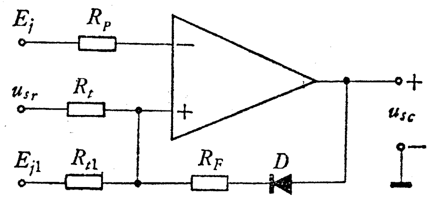
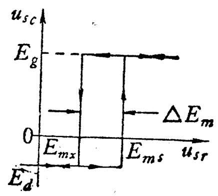
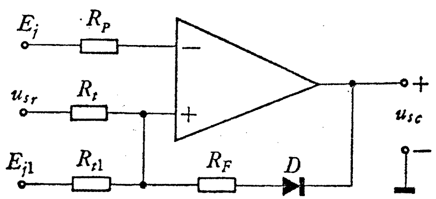
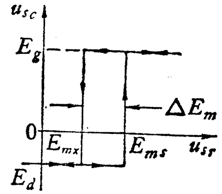
$$E_d+U_D<E_j<E_g \tag{6-95}$$

考虑到式(6-92)，可得这个比较器的三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms}=E_j \\ E_{mx}=\dfrac{1}{R_t+R_F}\left[R_FE_j+R_t(E_d+U_D)\right] \\ \Delta E_m=\dfrac{R_t}{R_t+R_F}\left[E_j-(E_d+U_D)\right] \end{cases} \tag{6-96}$$

式(6-96)表明，改变正反馈系数 $R_t/(R_t+R_F)$，可调节门限宽度 ΔE_m，不影响上门限电

表 6-4　正反馈具有方向性的基型迟滞比较器

序号	电　路	特　性	参　数	应用条件
1			$E_{ms}=\frac{1}{R_F+R_t}[R_FE_j+R_t(E_g-U_D)]$ $E_{mx}=E_j$ $\Delta E_m=\frac{R_t}{R_F+R_t}(E_g-U_D-E_j)$	$E_d<E_j<E_g-U_D$
2			$E_{ms}=E_j$ $E_{mx}=\frac{1}{R_F+R_t}[R_FE_j+R_t(E_d+U_D)]$ $\Delta E_m=\frac{R_t}{R_F+R_t}[E_j-(E_d+U_D)]$	$E_d+U_D<E_j<E_g$
3			$E_{ms}=\left(1+\frac{R_t}{R_{t1}}\right)E_j-\frac{R_t}{R_{t1}}E_{j1}$ $E_{mx}=\left(1+\frac{R_t}{R_{t1}//R_F}\right)E_j-\frac{R_t}{R_{t1}}E_{j1}-\frac{R_t}{R_F}(E_g-U_D)$ $\Delta E_m=\frac{R_t}{R_F}(E_g-U_D-E_j)$	$E_d<E_j<E_g-U_D$
4			$E_{ms}=\left(1+\frac{R_t}{R_{t1}//R_F}\right)E_j-\frac{R_t}{R_{t1}}E_{j1}-\frac{R_t}{R_F}(E_d+U_D)$ $E_{mx}=\left(1+\frac{R_t}{R_{t1}}\right)E_j-\frac{R_t}{R_{t1}}E_{j1}$ $\Delta E_m=\frac{R_t}{R_F}[E_j-(U_D+E_d)]$	$E_d+U_D<E_j<E_g$

注：图 6-39(b)　电路是本表 4 号电路的特例

位 E_{ms}，改变 E_j，可调节 E_{ms}，但同时影响 ΔE_m. 所以，当需要同时调节门限宽度和门限电位时，应通过 E_j 先调好 E_{ms}，再通过 $R_t/(R_t+R_F)$ 调节 ΔE_m. 此外，它的参数精度仍受比较器输出电压的影响. 这样，这个电路仍具有基型迟滞比较器的两个共同缺点.

图 6-39(b) 的比较器具有上行迟滞特性，它的三个参数可用类似方法求得. 在满足式(6-95)的条件下，有

$$\begin{cases} E_{ms} = \left(1+\dfrac{R_t}{R_F}\right)E_j - \dfrac{R_t}{R_F}(E_d+U_D) \\ E_{mx} = E_j \\ \Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_F}[E_j-(E_d+U_D)] \end{cases} \tag{6-97}$$

可见，这个电路的参数调节方法与图(a)电路基本相似.

正反馈通路具有方向性的基型迟滞比较器的形态也很多，但归纳起来不外乎是表6-4中的几种形式，该表可供使用时查阅. 表 6-3 和表 6-4 虽同属基型迟滞比较器，但不能互相代用.

例 6-17 对高电位才有正反馈的下行迟滞比较器的要求为：$E_{mx}=0\,\mathrm{V}$，$\Delta E_m=1—3\,\mathrm{V}$，$E_g=3.5\,\mathrm{V}$，$E_d=-0.5\,\mathrm{V}$. 据此要求，应选用表 6-4 中的 1 号电路，并由专用集成比较器组成，由R_F调节门限电位，这时有

$$E_{mx}=E_j=0 \qquad \frac{R_t}{R_F+R_t}=\frac{\Delta E_m}{E_g-U_D}=\frac{1—3}{3.5—0.5}=\frac{1}{3}—1$$

可选

$$R_t = 10\,\mathrm{k}\Omega\ (\text{固定电阻}) \quad R_F = 20\,\mathrm{k}\Omega\ (\text{电位器})$$

2. 改进型迟滞比较器

基型迟滞比较器的最大优点是简单，但参数不能独立调节，门限电位精度受比较器输出电位的影响，所以适用于门限宽度固定，门限电位精度要求不高的场合. 在实际应用中，往往需要一种门限电位和门限宽度能独立调节、门限电位精度较高的优质迟滞比较器. 下面介绍这种迟滞比较器的组成和原理.

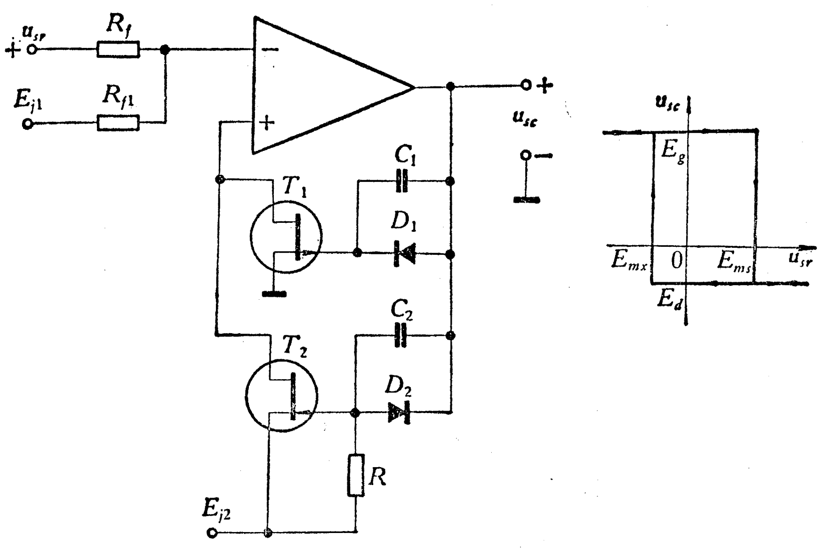


图 6-40 模拟开关控制基准电压的迟滞比较器

(1) 具有模拟开关的迟滞比较器

如果比较器的输出 E_g 和 E_d 仅用于控制模拟开关，而门限电位直接由基准电压决定，这时不仅可以达到参数独立调节的目的，还可将比较精度提高到 0.01%，电路如图 6-40 所示[6]。

在图 6-40 中，比较器的输出仅用来控制场效应管模拟开关 T_1 和 T_2，而不直接决定同相端电压 u_+. 当 $u_{sc}=E_g$ 时，T_2 导通，T_1 截止，$u_+=E_{j2}$. 工作时，应选

$$E_{j2}>0$$

当输入电压由小变大，使 $u_-=u_+=E_{j2}$ 时，比较器的输出 u_{sc} 将由 E_g 转换到 E_d，可见，这时的输入电压 u_{sr} 就是上门限电位 E_{ms}，所以有

$$E_{j2}=\frac{R_f}{R_f+R_{f1}}E_{j1}+\frac{R_{f1}}{R_f+R_{f1}}E_{ms}$$

由此，得

$$E_{ms}=\left(1+\frac{R_f}{R_{f1}}\right)E_{j2}-\frac{R_f}{R_{f1}}E_{j1}$$

u_{sc} 转换到 E_d 后，T_2 截止，T_1 导通，使 $u_+=0$. 当 u_{sr} 由大变小，使 $u_-=u_+=0$ 时，比较器的输出 u_{sc} 将由 E_d 转换到 E_g，由此得下门限电位 E_{mx} 为

$$E_{mx}=-\frac{R_f}{R_{f1}}E_{j1}$$

利用关系式(6-92)，可得此比较器的三个参数为

$$\left\{\begin{aligned}E_{ms}&=\left(1+\frac{R_f}{R_{f1}}\right)E_{j2}-\frac{R_f}{R_{f1}}E_{j1}\\E_{mx}&=-\frac{R_f}{R_{f1}}E_{j1}\\\Delta E_m&=\left(1+\frac{R_f}{R_{f1}}\right)E_{j2}\end{aligned}\right.\tag{6-98}$$

由式(6-98)可以看出，这些参数不仅可以独立设置，而且只与基准电压和电阻有关，与比较器的输出电压无关. 当然，为了保证质量，模拟开关应是漏电流小和温度系数小的高质场效应管.

(2) 交叉反馈迟滞比较器

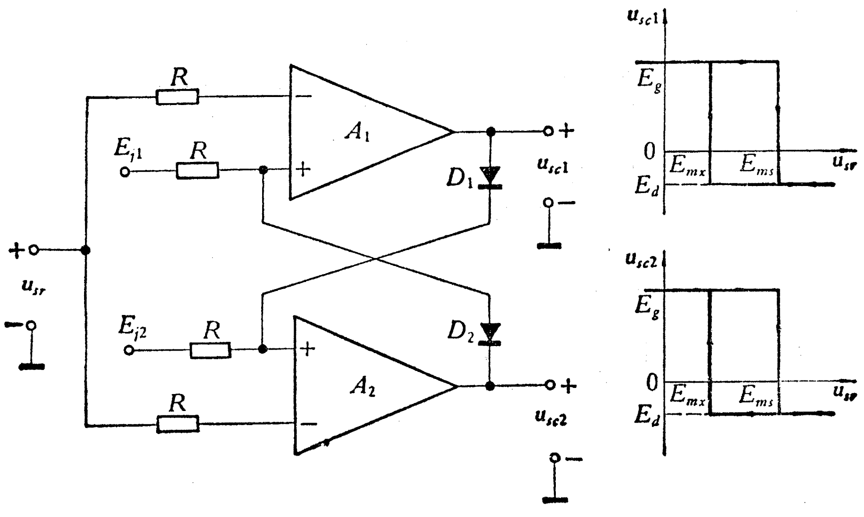


图 6-41 交叉反馈迟滞比较器

两个比较器按交叉反馈联接，如图 6-41 所示，也能克服基型迟滞比较器的两个缺点，这时，输出信号可从任意一个比较器的输出端取出。显然，这两个比较器的特性应基本相近。

图 6-41 的交叉反馈联接方法使 A_1 和 A_2 的输出状态相互跟踪，跟踪时，两者仅差一个比较器的转换时间，所以它们的三个参数是相同的. 实际上，在下列条件下

$$U_{D2} + E_d < E_{j2} < E_{j1} < E_g - U_{D1} \tag{6-99}$$

当输入电压 u_{sr} 很小时，两个比较器的输出电压都为高电位 E_g，D_1 导通，D_2 截止，这时，A_1 的同相端电位为 E_{j1}，A_2 的同相端电位为 $E_g - U_{D1}$，由于 $E_g - U_{D1} > E_{j1}$，所以 u_{sr} 由小增大到 E_{j1} 时，将使 u_{sc1} 由 E_g 转换到 E_d，可见，上门限电位为

$$E_{ms} = E_{j1}$$

随着 u_{sc1} 变为 E_d，在 $E_{j2} > E_d$ 的条件下，D_1 反向偏置，使 A_2 的同相端电位变为 E_{j2}，于是 u_{sc2} 也紧接着由 E_g 转换到 E_d. 由于比较器 A_1 转换时间很短，可以认为，在 $u_{sr} = E_{ms} = E_{j1}$ 时，u_{sc1} 和 u_{sc2} 几乎同时由 E_g 转换到 E_d.

在两个比较器的输出都处于低输出电位 E_d 时，条件式(6-99)使 D_2 导通，D_1 截止，这时 A_1 和 A_2 的同相端电位分别为 $E_d + U_{D2}$ 和 E_{j2}. 由于 $E_{j2} > E_d + U_{D2}$，所以 u_{sr} 由大下降到 E_{j2} 时，将使 u_{sc2} 从 E_d 转换到 E_g，与此同时，D_2 断开，也使 u_{sc1} 紧接着由 E_d 转换到 E_g，可见，下门限电位为

$$E_{mx} = E_{j2}$$

这样，在满足式(6-99)的条件下，这个比较器的三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms} = E_{j1} \\ E_{mx} = E_{j2} \\ \Delta E_m = E_{j1} - E_{j2} \end{cases} \tag{6-100}$$

式(6-100)表明，这个比较器的参数可完全无关地独立调节，且精度很高. 这个电路的附加优点是输入阻抗很高，而且，若使 $E_{j1} < E_{j2}$，这个比较器就变成了两个相关的单限比较器. 所有这些优点是以多用一只组件为代价换来的.

(3) 混合迟滞比较器

在图 6-41 的基础上，增加一只 R-S 集成触发器，除了保留原电路的优点外，还可得到两种性质的迟滞特性，而原电路只有单一的下行迟滞特性，电路如图 6-42 所示，为了和集成数字电路配合，A_1 和 A_2 必须采用专用集成比较器.

在图 6-42 中，在下列条件下

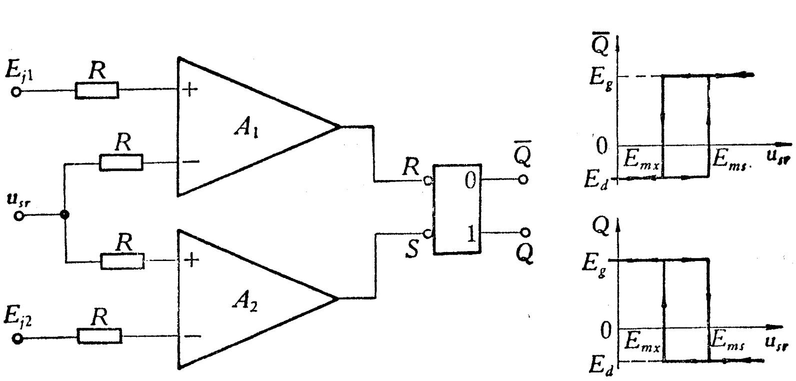


图 6-42 混合迟滞比较器

$$E_{j1} > E_{j2}$$

当 $u_{sr} < E_{j2}$ 时，比较器 A_1 输出为高电位，A_2 输出为低电位，所以 R-S 触发器的置“1”端 S 为“0”，置“0”端 R 为“1”，这样“1”输出端 Q 为“1”，“0”输出端 $\bar{Q}$ 为“0”．随着 u_{sr} 由小增加到 E_{j2}，A_2 输出由低电位变为高电位，S 由“0”变“1”，触发器状态不变．当 u_{sr} 达到 E_{j1}，A_1 输出由高电位变为低电位，R 由“1”变“0”，触发器翻转，Q 由“1”变“0”，$\bar{Q}$ 由“0”变“1”，所以，上门限电位为

$$E_{ms} = E_{j1}$$

当 u_{sr} 高过 E_{j1}，再次返回到 E_{j1} 时，R 又恢复到“1”，触发器状态不变．当 u_{sr} 继续下降到 E_{j2}，S 将变为“0”，触发器再次翻转，Q 由“0”变“1”，$\bar{Q}$ 由“1”变“0”，可见下门限电位为

$$E_{mx} = E_{j2}$$

上述分析过程表明，在触发器的两个输出端可以得到不同方向的两种迟滞特性，这个电路的三个参数仍由式(6-100)描述．关于这种比较器的应用可参阅图 8-10．

三、双限比较器

双限比较器的输出-输入特性如图 6-43 所示．由图可以看出，双限比较器可以用来判断输入信号是否位于两个指定门限电位之间．当位于指定门限电位之间时，输出电压将为低电位 E_d（图 a）或为零电位（图 b）；当 u_{sr} 不在指定门限电位之间时，输出电压将为高电位 E_g（图 a），或者进一步指明，它位于哪一个门限电位的外侧，用正负电位加以区别（图 b）．我们把指定门限电位中的大者叫上门限电位，用符号 E_{ms} 表示，小者叫下门限电位，用符号 E_{mx} 表示，两者之差叫门限宽度，用 ΔE_m 表示，ΔE_m 的表达式与式(6-92)相同．双限比较器的输出有两个电位的，也有三个电位的，视电路的用途而定．在许多断续测量和控制系统中，常常需要采用这种双限比较器．

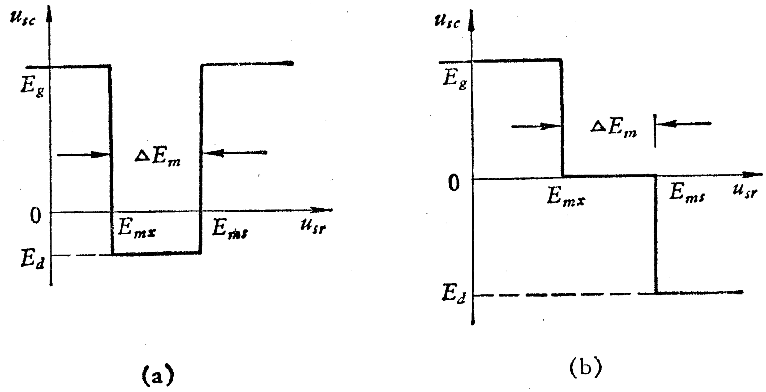


图 6-43　双限比较器的输出-输入特性
(a) 双电位；(b) 三电位．

1. 简单双限比较器

(1) 双电位双限比较器[7]

简单双限比较器仅用一个运算放大器，图 6-44 是简单双电位双限比较器，它以输出低电位 E_d 来表征输入量位于两个指定门限电位之间，当输入量超出门限宽度以外时，统

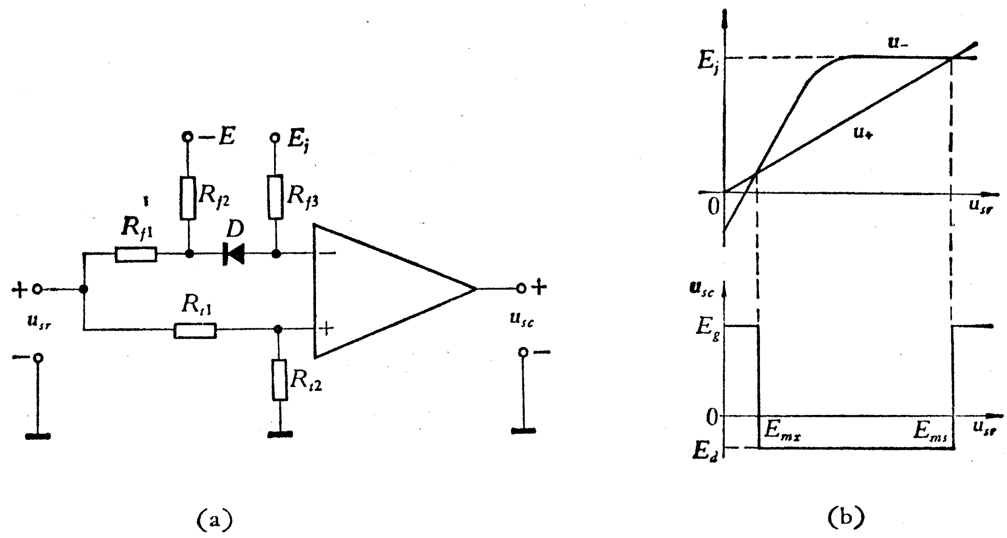


图 6-44 简单双电位双限比较器

(a) 电路；(b) 特性.

统由高电位 E_g 表示，而不分别输入量究竟位于哪个门限电位的外侧.

当输入电压 u_{sr} 为正时，它经 R_{t1} 和 R_{t2} 分压后，直接加在比较器的同相端，故同相端电压为

$$u_+ = \frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}u_{sr}$$

它与输入电压成正比，是一条直线，直线斜率为 $R_{t2}/(R_{t1}+R_{t2})$. 反相端电压 u_- 也与 u_{sr} 有关，在D导通的条件下，即 u_{sr} 很小时，u_- 为

$$u_- = (R_{f1}/\!/R_{f2}/\!/R_{f3})\left(\frac{u_{sr}}{R_{f1}}+\frac{E_j}{R_{f3}}+\frac{U_D}{R_{f1}/\!/R_{f2}}-\frac{E}{R_{f2}}\right)$$

若取 $R_{f3} \gg R_{f1}/\!/R_{f2}$，上式可简化为

$$u_- \approx \frac{R_{f2}}{R_{f1}+R_{f2}}u_{sr}+U_D-\frac{R_{f1}}{R_{f1}+R_{f2}}E$$

由于

$$\frac{R_{f1}}{R_{f1}+R_{f2}}E > U_D$$

所以，在 $u_{sr}=0$ 时，有 $u_- < u_+$，输出电压为高电位 E_g. 随着 u_{sr} 的增加，u_-由负经过零点变正，当 u_{sr} 增加到使 $u_- = u_+$，将使比较器输出由 E_g 转换到 E_d，这时的 u_{sr} 就是下门限电位 E_{mx}，由此得

$$E_{mx} = \frac{\dfrac{R_{f1}}{R_{f1}+R_{f2}}E-U_D}{\dfrac{R_{f2}}{R_{f1}+R_{f2}}-\dfrac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}} \tag{6-101}$$

为保证 $E_{mx}>0$，参数选择中，应使

$$\frac{R_{f2}}{R_{f1}+R_{f2}} > \frac{R_{t2}}{R_{t1}+R_{t2}}$$

随着 u_{sr} 的继续增大，D 将截止，这时 $u_- = E_j$，当 u_{sr} 使 u_+ 增加到 E_j 时，比较器输出将由 E_d 转换到 E_g，所以上门限电位为

$$E_{ms} = \left(1 + \frac{R_{t1}}{R_{t2}}\right) E_j \tag{6-102}$$

由式(6-101)和(6-102)可知，改变 E_j 和 $R_{f1}/(R_{f1}+R_{f2})$，可分别调节这个比较器的上、下门限电位。这个比较器只能在正输入信号下工作，若要用于负输入信号，可将电路中的二极管 D 反接，并把 E_j 和 $-E$ 反极性。

(2) 三电位双限比较器

在图 6-29 的二极管桥式死区电路的基础上，将 R_F 去掉，使死区外的斜率变陡直，并多加一条输入回路来调节死区大小，就能组成简单的三电位双限比较器，电路如图 6-45 所示，它的输出为高电位 E_g 时，表明 $u_{sr} < E_{mx}$，输出为低电位 E_d 时，表明 $u_{sr} > E_{ms}$，输出为零时，表明 $E_{mx} < u_{sr} < E_{ms}$，所以它的逻辑功能比前述电路更完整。

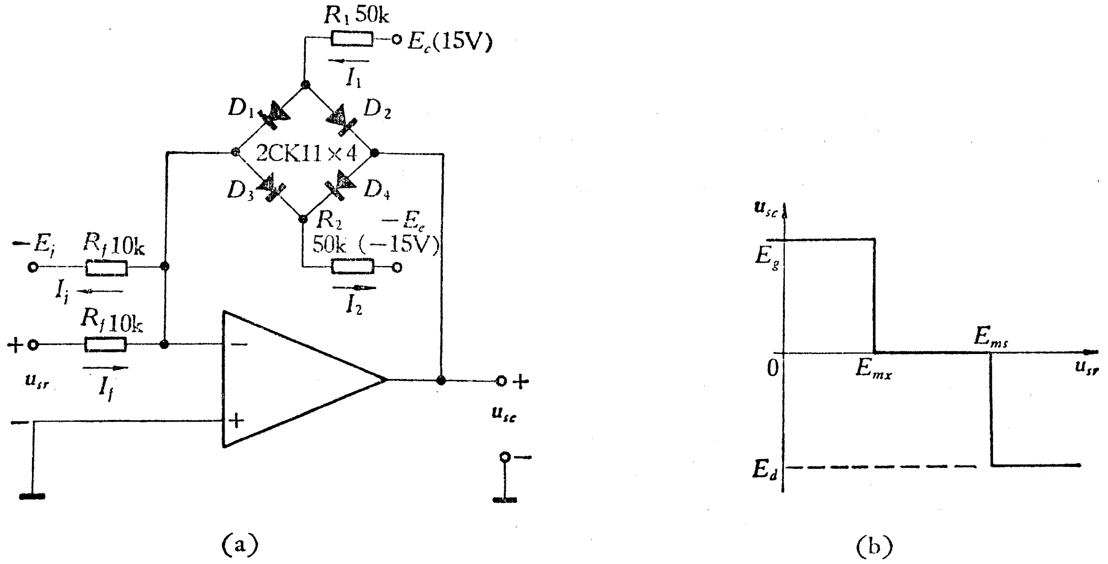


图 6-45 简单三电位双限比较器

(a) 电路；(b) 特性.

由图 6-29 的死区电路的工作原理可知，死区起始边界电压由流过电阻 R_1 的电流 I_1 等于输入总电流求得。据此可求得下门限电位 E_{mx}。因为

$$I_j - I_f = I_1$$

所以有

$$\frac{E_j}{R_f} - \frac{E_{mx}}{R_f} = \frac{E_c - U_D}{R_1}$$

化简得

$$E_{mx} = E_j - \frac{R_f}{R_1}(E_c - U_D)$$

同理，根据死区上限边界电压由流过电阻 R_2 的电流 I_2 等于输入总电流来决定的原理，这个比较器的上门限电位 E_{ms} 可表示为

$$E_{ms} = E_j + \frac{R_f}{R_2}(E_e - U_D)$$

根据上述分析，比较器的三个参数为

$$
\begin{cases}
E_{ms}=E_j+\dfrac{R_f}{R_2}(E_e-U_D)\\
E_{mx}=E_j-\dfrac{R_f}{R_1}(E_c-U_D)\\
\Delta E_m=R_f\left[\dfrac{1}{R_2}(E_e-U_D)+\dfrac{1}{R_1}(E_c-U_D)\right]
\end{cases}
$$

若选

$$R_1=R_2=R \qquad E_c=E_e=E$$

则上式简化为

$$
\begin{cases}
E_{ms}=E_j+\dfrac{R_f}{R}(E-U_D)\\
E_{mx}=E_j-\dfrac{R_f}{R}(E-U_D)\\
\Delta E_m=\dfrac{2R_f}{R}(E-U_D)
\end{cases}
\tag{6-103}
$$

可见，各参数按步骤可独立调节：先调 R_f/R 设置门限宽度 ΔE_m，再调 E_j 设置门限电位 E_{ms} 或 E_{mx}。调节门限宽度时，应保证两对电阻 R_f 或 R 同步调节，以保证式(6-103)的精度。桥路元件不匹配和二极管的温度特性都将引起比较误差。这个电路的 E_g 和 E_d 为通用运算放大器的正负饱和输出电压。

2. 优质双限比较器

上述双限比较器的优点是简单，但精度较差。若由两只组件来组成双限比较器，可把精度提高一步。

(1) 专用集成比较器的应用

图 6-46 是由专用集成比较器组成的双限比较器，它使用了两只性能相近的集成比较器，例如都用 BG307，以保证电路的工作质量。

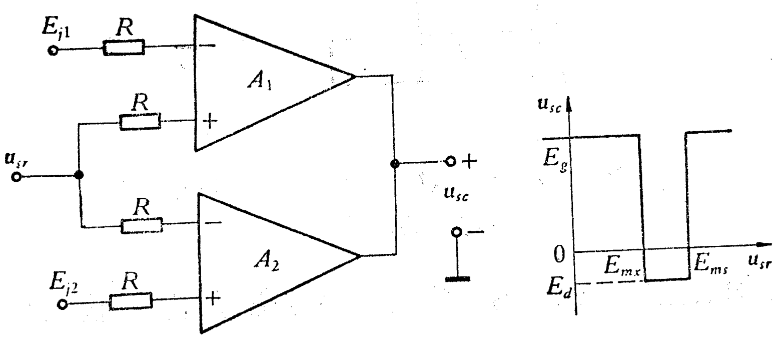


图 6-46　专用集成比较器组成的双限比较器

图 6-46 的联接方法保证了输入电压位于 $E_{j2}<u_{sr}<E_{j1}$ 之间时，两个比较器的输出都为低电位 E_d，所以输出电压 u_{sc} 也为低电位。当 $u_{sr}>E_{j1}$，或 $u_{sr}<E_{j2}$ 则总有一个比较器的输出为高电位 E_g，由 BG 307 的电路特点可知，这两种情况下的输出电压 u_{sc} 都为高电位。这就完成了双电位双限比较器的功能。

由此可见，这个比较器的三个参数为

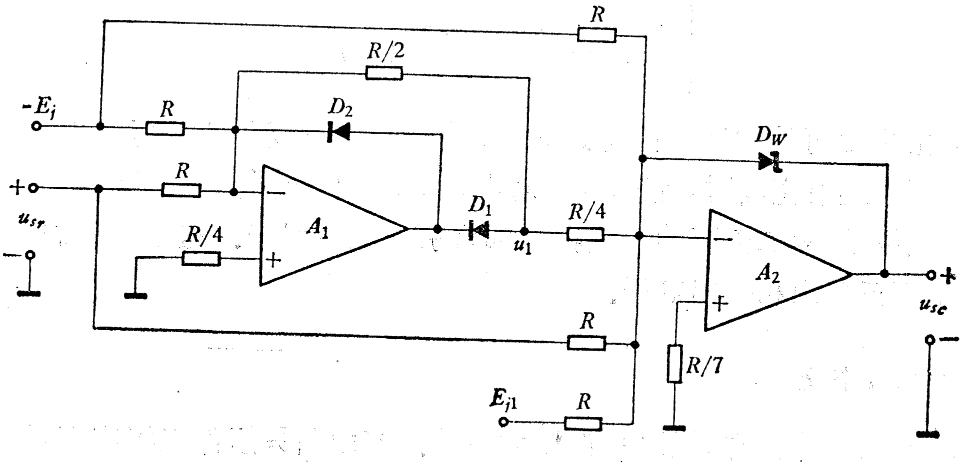
$$
\begin{cases}
E_{ms} = E_{j1} \\
E_{mx} = E_{j2} \\
\Delta E_m = E_{j1} - E_{j2}
\end{cases}
\tag{6-104}
$$

比较精度主要由组件性能和基准电压质量决定.

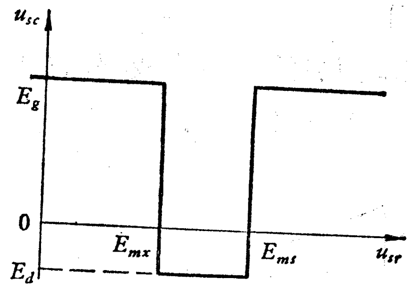
(2) 通用型运算放大器的应用

优质双限比较器也可由通用型运算放大器组成,电路如图 6-47 所示. 图中, A_1 为半波整流电路,但像图 6-30 的 A_2 一样, 整流起点不再是零, 而是 E_j, 当 $u_{sr} < E_j$ 时,整流电路的输出 u_1 为零,所以, u_1 可表示为

$$
u_1 = \begin{cases}
0 & (\text{当 } u_{sr} < E_j) \\
-\dfrac{1}{2}(u_{sr} - E_j) & (\text{当 } u_{sr} > E_j)
\end{cases}
\tag{6-105}
$$



(a)



(b)

图 6-47 通用运算放大器组成的双限比较器

(a) 电路; (b) 特性.

A_2 组成反相加法型单限比较器, 它的门限电位可由所有输入回路电流之和为零求得,据此有

$$
\frac{u_{sr}}{R} + \frac{u_1}{R/4} - \frac{E_j}{R} + \frac{E_{j1}}{R} = 0
$$

即

$$
u_{sr} + 4u_1 - E_j + E_{j1} = 0
$$

将式(6-105)代入,满足上方程的两个输入电压值,分别就是上、下门限电位,所以,这个比较器的三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms} = E_j + E_{j1} \\ E_{mx} = E_j - E_{j1} \\ \Delta E_m = 2E_{j1} \end{cases} \tag{6-106}$$

这个比较器的精度主要取决于各电阻的匹配精度和组件质量。

习　　题

题 6-18　若图 6-33(a) 和(b)两电路的 u_{sr} 和 E_m 互换，输出-输入特性有无变化?如何变?

题 6-19　若图 6-33(c) 和(d)两电路的 D_W 反接，输出-输入特性有无变化？如何变？若用 2DW7C 作为反馈元件，输出-输入特性有何变化?

题 6-20　已知零交比较器的要求为：$E_g = 7.5$ V，$E_d = -4$ V，u_{sr} 变化范围为 ±10 V，试选电路和参数。

题 6-21　分析下列各电路的工作原理，求性能参数，绘制输出-输入特性，比较各电路的优缺点。

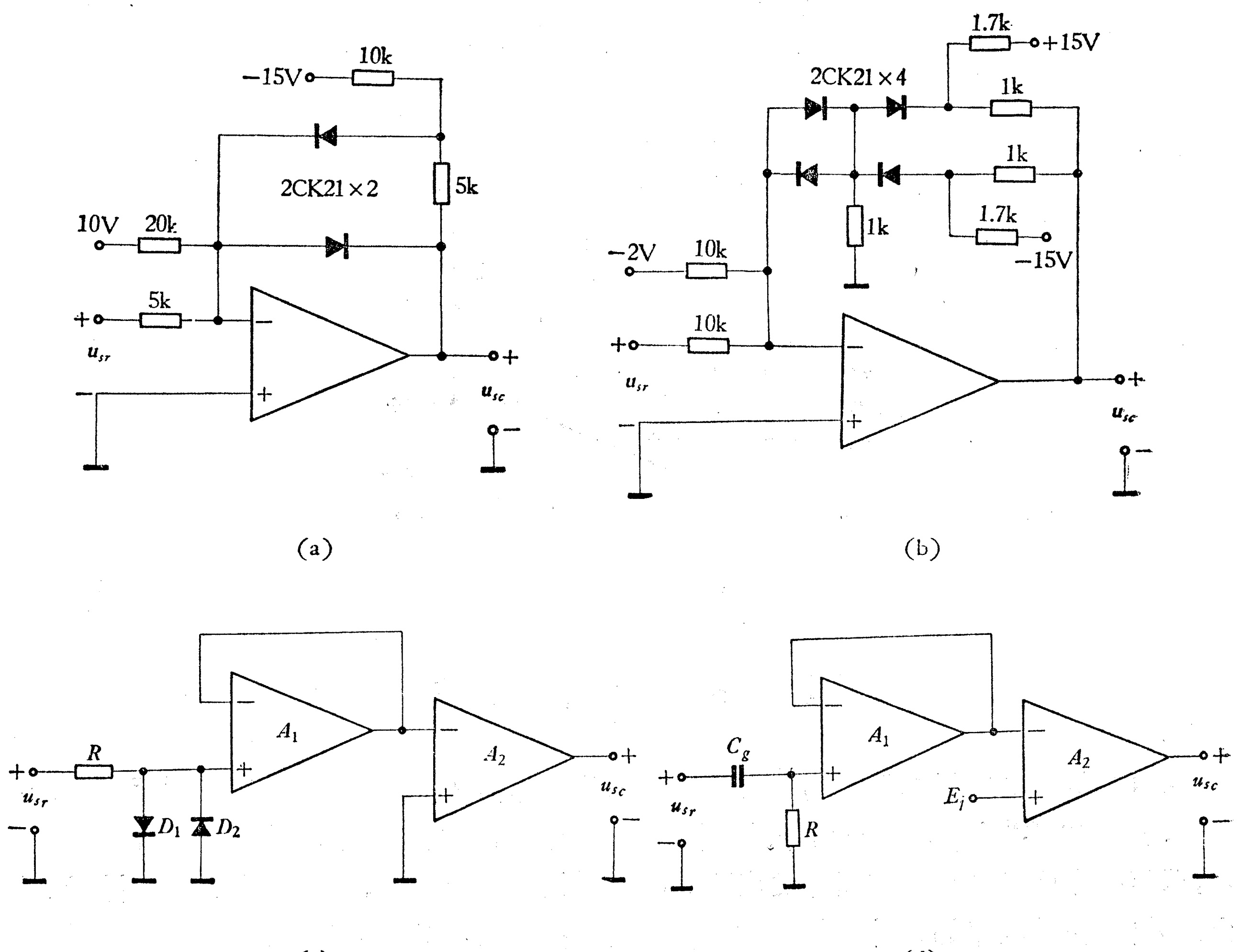


图 6-48　题 6-21 电路

题 6-22　在图 6-38 中，已知 $E_g = 3.3$ V，$E_d = -0.3$ V，$E_j = 2$ V，$R_t = 10$ kΩ，$R_F = 10$ kΩ，试求:

(1) 输出-输入特性；

(2) 若门限宽度 ΔE_m 不变，但希望 $E_{mx} = 0$，已知条件应作何修改?

(3) 若组成放大器为通用型运算放大器，但仍希望得到(1)的输出-输入特性，应怎么改动?

题 6-23 分析下列各电路的工作原理，求性能参数，绘制输出-输入特性.

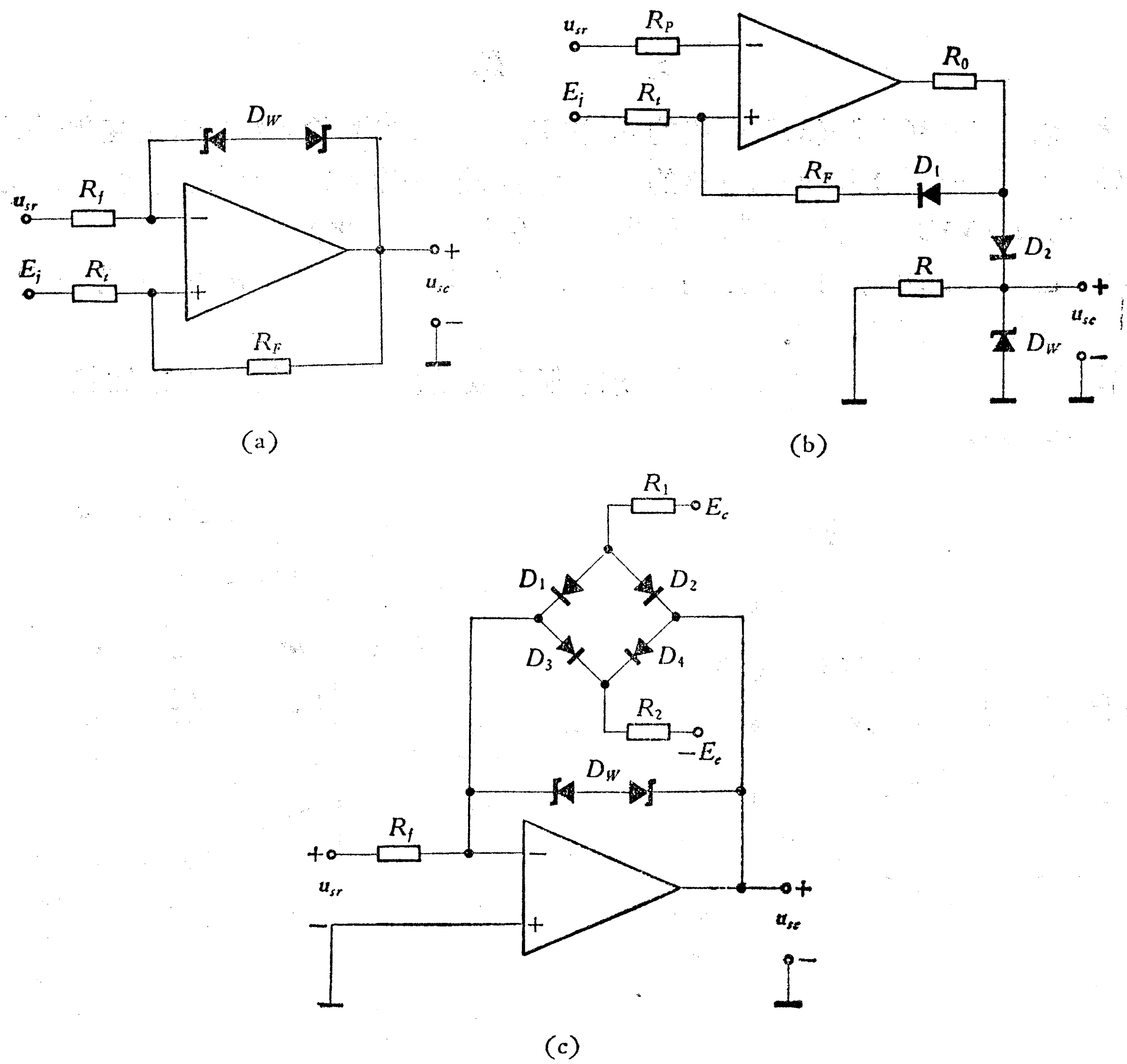


图 6-49 题 6-23 电路

第四节 采样-保持电路

采样-保持电路根据数字指令来决定自己的工作方式．通常用逻辑电平“1”代表采样指令，逻辑电平“0”代表保持指令．采样指令要求电路对输入采样，并使电路输出跟踪输入，保持指令要求电路将该指令发出瞬间的输入信号保存下来，直到收到新的采样指令为止．采样-保持电路的这种独特性质特别适用于多路快速数据探测系统，以及一切需要对信号瞬时采样和存储的场所．正如第九章第二节所述，还可用来自动补偿直流放大器的失调和漂移．峰值检波器作为采样-保持电路的一种特例，也在本节中作了扼要的介绍．

一、采样-保持电路的基本性质和要求

1. 采样-保持电路的基本性质

采样-保持电路由模拟开关、模拟信号存储电容和缓冲放大器等三部分组成．基本的

采样-保持电路如图 6-50(a) 所示，它又分为同相型和反相型两种结构. 模拟开关 K 一般由结型场效应管或 MOS 场效应管组成，缓冲放大器则采用集成运算放大器.

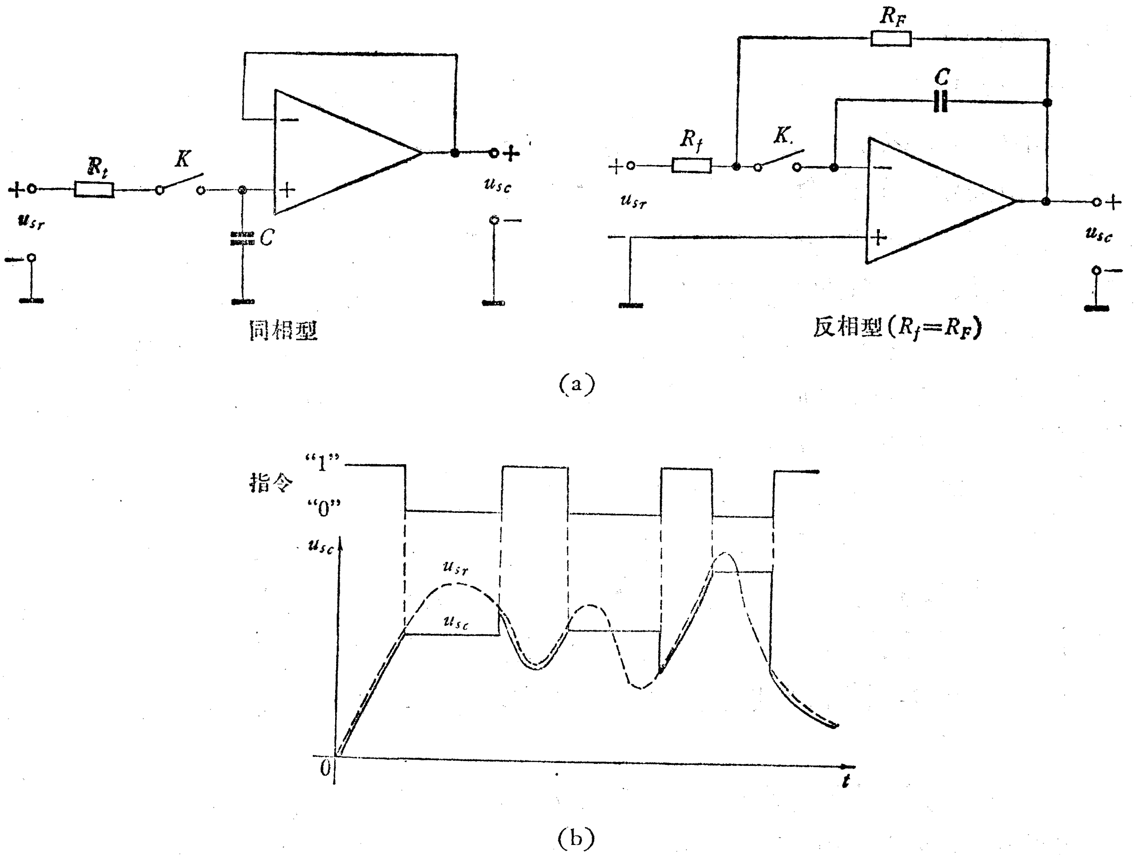


图 6-50 基本采样-保持电路和理想特性

(a) 电路； (b) 特性.

在图 6-50(a) 的电路中，当数字指令为"1"，模拟开关 K 接通，存储电容 C 上的信号跟踪输入信号，经缓冲放大器送出，所以输出信号也跟踪输入信号，这是采样过程，这段时间叫作采样时间或采样期. 当数字指令为"0"，模拟开关 K 断开，存储电容将 K 断开瞬间 t_0 的输入信号保持下来，并通过放大器送出，所以输出信号保持为 t_0 时刻的输入信号，这是保持过程，这段时间叫作保持时间或保持期. 在使用中，采样期和保持期可根据需要或长或短的交替出现. 同相型电路的理想特性如图 6-50(b) 所示，它的数学表达式为

$$u_{sc}(t)=\begin{cases} u_{sr}(t) & (\text{采样期}) \\ u_{sr}(t_0) & (\text{保持期}) \end{cases} \tag{6-107}$$

电路元件性能不理想和实际电路的原理性误差，使实际特性不能完全达到理想特性，各种实际电路的优劣取决于它的特性与理想特性的接近程度.

电路由保持变采样，或由采样变保持并不是瞬时完成的，都有一个过程，需要一定的时间. 从发出采样指令的时刻起，直到输出信号稳定的跟踪上输入信号为止，所需的时间定义为捕捉时间. 从发出保持指令的时刻起，直到输出信号稳定下来为止，所需的时间定义为关断时间. 捕捉时间长，电路的跟踪特性差，关断时间长，电路的保持特性不好，它们都限制了电路的工作速度.

对采样-保持电路的主要要求是它的精度和速度. 为了提高实际电路的精度和速度，可从元件和电路两个方面着手解决，下面先讨论元件方面的共同要求，电路改进将在具体

电路中讨论.

2. 元件性能的影响和要求

（1）模拟开关

采样-保持电路使用的模拟开关主要是场效应管模拟开关，它的开关速度受到载流子运动速度的限制，所以很难瞬时完成接通和关断，场效应管的接通和关断时间愈长，电路的捕捉时间和关断时间就愈长，所以必须选用高速场效应管.

场效应管的极间电容能传递突跳电位，形成开关尖峰，它将影响存储电容上的信号.例如，由采样变保持的负向开关尖峰，会使存储电容上的保持电压下降，甚至在有反馈的回路中引起过渡过程，加长捕捉和关断时间. 为了减小开关尖峰，除了极间电容要小外，开关驱动信号也应小，所以应选用夹断电压$|U_P|$或开启电压$|U_T|$小的管子，此外，电路中还应有补偿极间电容影响的措施.

场效应管接通时有导通电阻，关断时有反向漏电流. 在采样期的捕捉时间结束后，导通电阻上将有 0.1—1 V 的正向压降，这就使存储电容上的信号不等于输入信号，形成跟踪和保持的定态误差，这项误差能在电路中采用反馈方法来克服. 反向漏电流会使存储电容上的保持信号逐渐下降，漏电流的温度特性还使保持信号的下降速度与温度有关. 例如，温度每增加 10℃，下降速度将加大一倍左右，为此，电路中应有补偿反向漏电流的措施.

上述分析表明，为了得到高质量的采样-保持电路，场效应管模拟开关的速度应快、极间电容、夹断电压或开启电压、导通电阻和反向漏电流等参数都应小. 这些要求可能互相矛盾，应根据实际电路的要求，重点保证其中的某些参数指标.

（2）存储电容

实际电容器具有介质吸附效应和泄漏电阻.根据第五章第五节的分析，当电路从采样转到保持，介质吸附效应会使电容器上的电压下降，被保持的电压将低于采样转保持瞬间的输入电压. 峰值检波器复位时，电容放电，介质吸附效应会使放电后的电容电压回升，引起小信号峰值的检波误差. 电容器的泄漏电阻引起电容上的保持电压随时间逐渐减小，降低保持精度. 因此，应选用介质吸附效应小和泄漏电阻大的电容器，如聚苯乙烯和聚碳酸脂电容器等.

电容器的电容量也很重要. 电容量过小，同样的寄生漏电流、运算放大器的输入偏置电流和模拟开关的反向漏电流等，都将加大被保持电压的下降速度. 这是因为电容电压的下降速度为

$$\frac{dU_C}{dt}=\frac{I}{C}$$

只当上述各项漏电流十分小时，电容量才能选小.

（3）运算放大器

运算放大器在采样-保持电路中起输出缓冲和输入隔离的作用，所以，特别要重视它的输入偏置电流以及带宽、上升速率和最大输出电流等性能参数.

输入偏置电流过大，会加快电容上保持电压的下降，降低保持精度，所以在采样-保持电路中，几乎毫无例外的采用具有场效应管输入级的运算放大器，或者具有低输入偏置电

流的运算放大器.

运算放大器的带宽过小,特别是上升速率和允许输出电流过小,会引起较大的动态误差. 若上升速率低于输入信号的变化率,前置放大器的输出电压(即存储电容上的电压)就无法跟踪输入信号,使输出与输入之间始终存在动态偏差. 若在运算放大器的最大输出电流下,电容电压的变化率仍小于输入电压的变化率,则至少会使输出电压在采样期的某段时间里,滞后于输入电压. 滞后可能使具有反馈回路的采样-保持电路出现过冲,从而加长捕捉时间. 在峰值检波器中,这种过冲会使输出信号高于实际的输入峰值电压.

因此,应注意运算放大器输入偏置电流、上升速率和最大输出电流的选择.

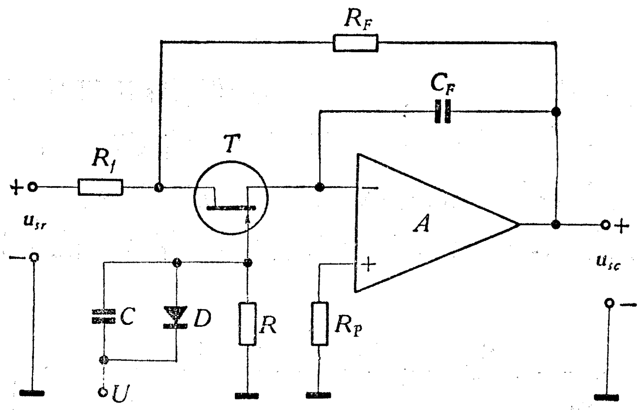
综上所述,从元件方面来看,提高精度的重要措施是减小各种漏电流和偏置电流,选用介质吸附效应小的电容器,减小开关导通电阻等的影响. 提高工作速度的措施是提高开关速度,减小开关极间电容的影响,选用上升速率和输出电流大的运算放大器.

二、反相型采样-保持电路

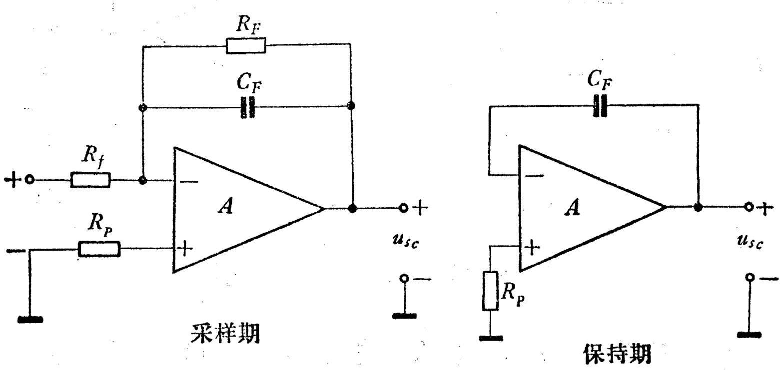
反相型采样-保持电路常常具有原理性误差,限于低速应用,不如同相型电路用得广泛,这里作一简单介绍,它的基本考虑对同相型电路也适用.

1. 简单的反相型采样-保持电路

图 6-51 是最简单的反相型采样-保持电路,它的主要部分是结型场效应管模拟开关



(a)



(b)

图 6-51 简单的反相型采样-保持电路

(a) 电路($R_f = R_F$, $R_P = R_f // R_F$); (b) 等效电路.

T，存储电容 C_F，反相工作的运算放大器 A. 反相工作使 A 的反相端为虚地，因此，当控制电压 U 为正时，二极管 D 截止，T 接通，电路处于采样状态；当 U 为负时，D 导通，T 关断，电路处于保持状态；这两种状态的等效电路如图(b)所示.

图 6-51(b) 的等效电路表明，在采样期，反相型采样-保持电路实质上是一个一阶低通滤波器，据式(6-2)，它的直流增益为 $-R_F/R_f$，截止角频率为 $\omega_0 = 1/R_F C_F$. 为了保证输出按一比一跟踪输入，不仅应使 $R_f = R_F$，还应有较大的 ω_0，否则，会延长捕捉时间. 可见，这个电路除了上述元件性能不理想带来的误差外，电路本身还存在固有的原理性误差，它将影响电路的工作速度.

在这个电路中，模拟开关 T 的导通电阻 R_{on} 不仅影响定态精度，也延长了捕捉时间. 可以证明，考虑了 R_{on} 的影响后，这个电路的实际角频率 ω_0' 变为

$$\omega_0' = \frac{1}{\left[R_F + \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right)R_{on}\right]C_F}$$

因为 $R_F = R_f$，所以上式简化为

$$\omega_0' = \frac{1}{(R_F + 2R_{on})C_F}$$

R_{on} 在几百欧左右，并受温度的影响，$R_f = R_F$ 是电路的输入电阻，不能太小，所以 ω_0' 不可能太大，也就是说，这个电路的工作速度较低.

2. 精度的提高

图 6-51(b) 的保持期等效电路表明，电路的保持精度和最大保持时间主要取决于 T 的漏电流、A 的偏置电流、C_F 的泄漏电阻和印制电路工艺等引起的寄生漏电流. 如果使 T 的漏-源电压在保持期为零，就能降低 T 的漏电流，提高保持精度. 在图 6-51 的基础上，增加一只晶体管开关 T_1，组成图 6-52 那样的电路[4]，就能达到这个目的.

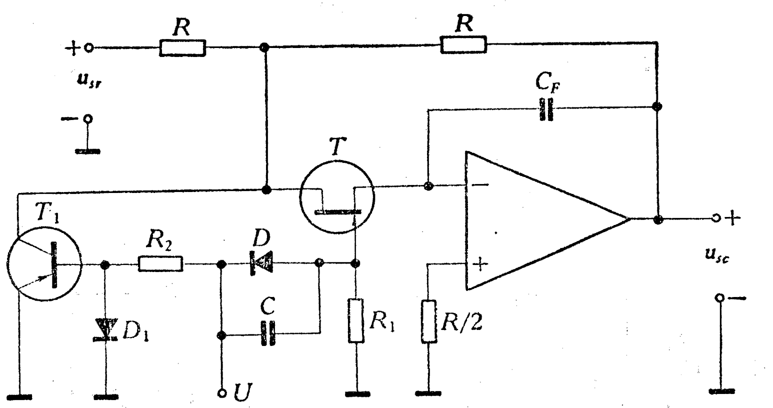


图 6-52 减小模拟开关的漏电流

在采样期，控制电压 U 为正，T 接通，T_1 关断，图 6-52 的工作状况与图 6-51 完全相同. 在保持期，U 为负，T 关断，T_1 接通，将 T 的漏极接地，而接在放大器反相端的 T 的源极为“虚地”，故 T 的漏-源电压几乎为零，它的漏电流极小，不再影响电路的保持精度.

三、同相型采样-保持电路

1. 简单的同相型采样-保持电路

图 6-53 是三个简单的同相型采样-保持电路，图(a)和(b)的差别仅在于模拟开关元件不同，前者用结型场效应管，后者用 MOS 场效应管．图(c)则多一个前置隔离级．

图 6-53(a) 的模拟开关工作原理与图 6-51 完全相同，当控制电压 U 为正时采样，U 为负时保持．图 6-53(b) 的模拟开关为 P 沟道耗尽型 MOS 场效应管，为了避免源极与衬底之间的耗尽区消失，影响管子正常工作，衬底所加正电源电压 E 必须大于最大输入电压．当控制电压 U 为负时，MOS 管接通，电路采样；U 为正时，MOS 管关断，电路保持．两个电路的运算放大器都接成电压跟随器，起缓冲级的作用．

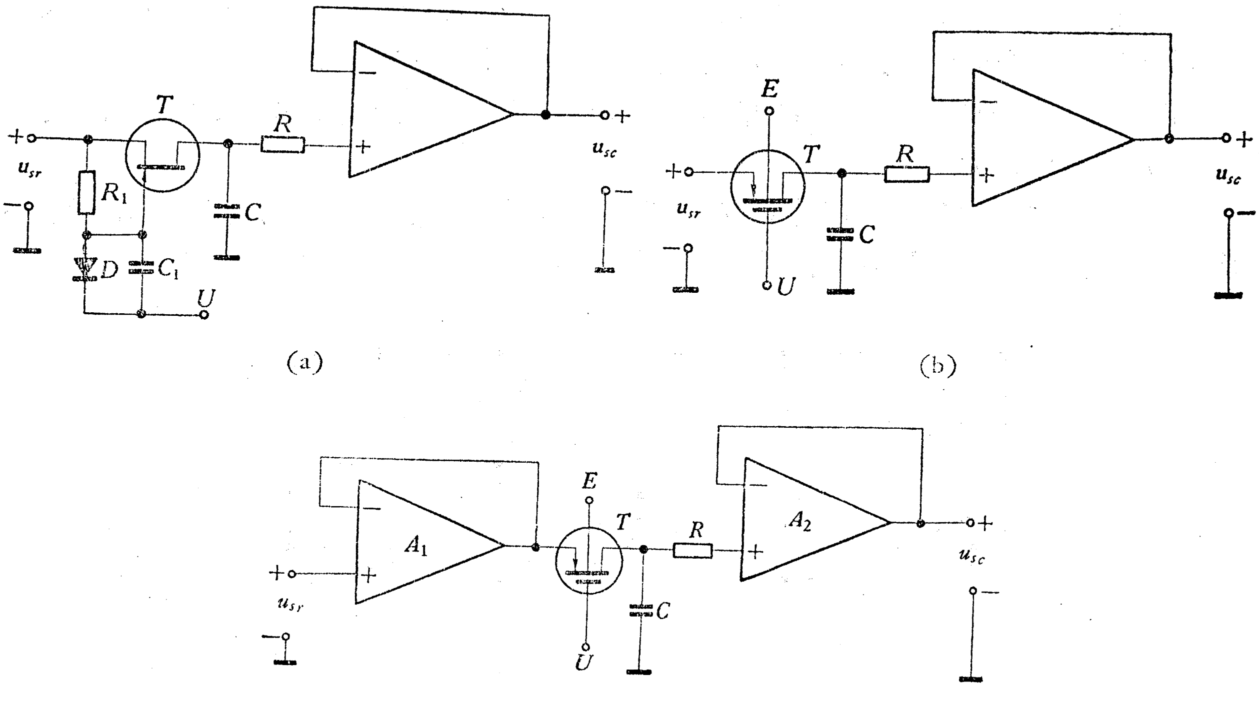


图 6-53 简单的同相型采样-保持电路

(a) 结型场效应管模拟开关； (b) MOS 场效应管模拟开关； (c) 具有前置隔离级．

当上述两个电路处在保持状态时，影响保持精度的各种误差电流与反相型完全一样，所以它们的保持精度较低．此外，这类电路的存储电容是信号源的负载，容易引起信号源振荡或过载，若信号源在采样期过载，捕捉时间将加长，降低了动态精度．在模拟开关前面加一级电压跟随器作为输入隔离级，像图 6-53(c) 那样，将存储电容和信号源隔开，由前置级提供充电电流，上述问题就可避免．

当存储电容较大时，例如大于 0.05 μF 时，必须在存储电容与运算放大器的同相端之间加一个隔离电阻 R，这样，在电容充电后，若发生输出短路或电源突然关断时，运算放大器就不致因输入过载而损坏．R 的阻值一般在 10 kΩ 左右．

2. 精度的提高

(1) 模拟开关漏电流的旁路

为了减小模拟开关漏电流的影响，除了图 6-52 那种降低模拟开关漏-源电压的方法外，还可为漏电流提供另一通路，使漏电流不流经存储电容，从而降低漏电流对保持精度的影响．图 6-54 是按后一种方法组成的电路[8]，图中 T 是主开关，T_1 是隔离开关．

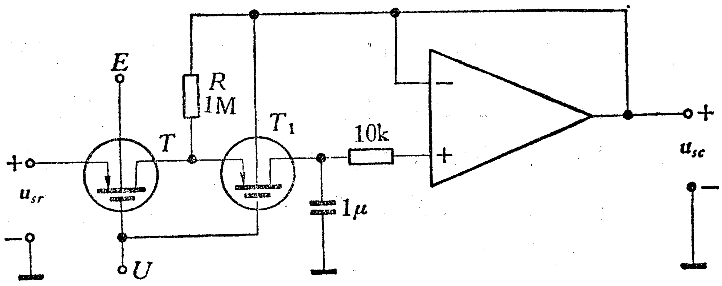
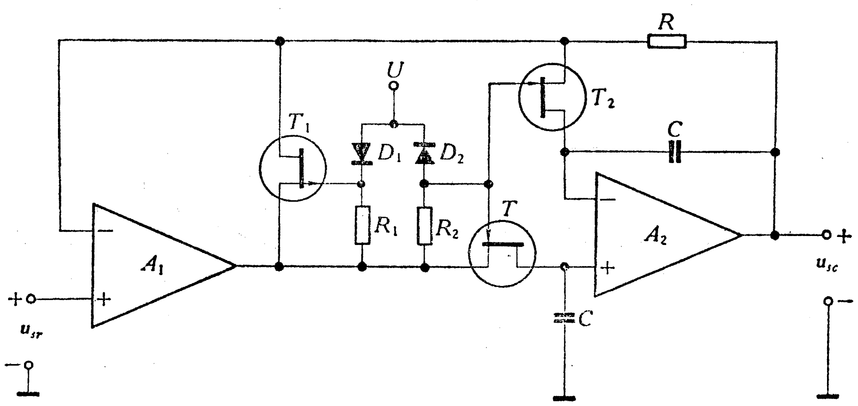


图 6-54　模拟开关漏电流的旁路方法

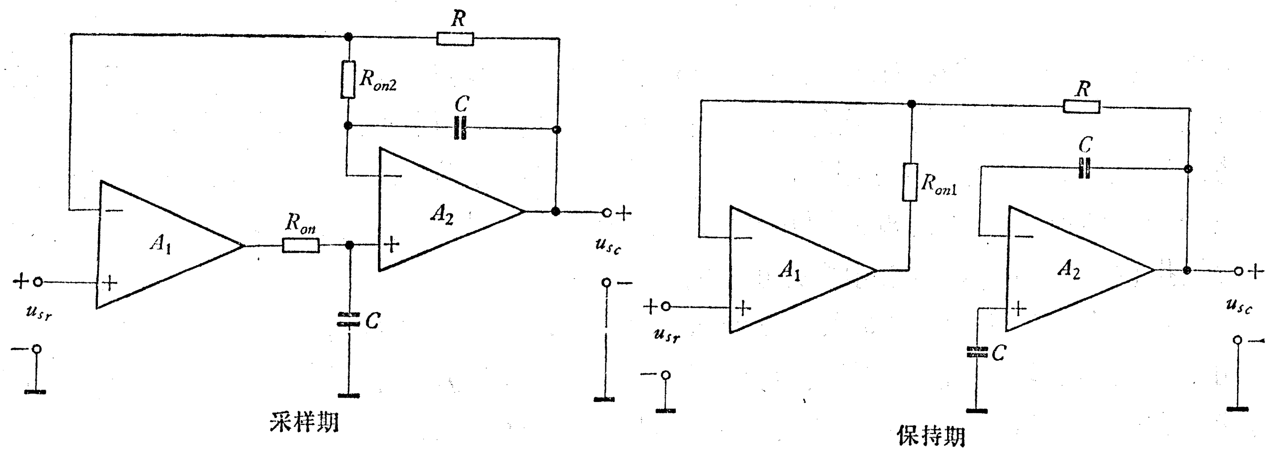
当控制电压 U 为负时，图 6-54 中 T 和 T_1 都接通，电路采样；当 U 为正时，T 和 T_1 都关断，电路保持．在保持状态下，主模拟开关 T 的漏电流通过电阻 R 流到输出端．这个漏电流在 R 上形成的压降小于 10 mV，所以 T_1 的源极与衬底之间的电压很小，同样，T_1 的漏极与衬底之间的电压为运算放大器的失调电压，也很小．在这种条件下，T_1 的漏电流大约可减小两个数量级．可见，用 T_1 将 T 和存储电容隔离后，一方面使 T 的漏电流不流经存储电容，另一方面 T_1 本身的漏电流又极小，因而提高了存储电容的保持精度．

（2）电容校正方法

在采样-保持电路中，利用电容校正技术，不仅可以补偿开关管的漏电流，还可以补偿运算放大器偏置电流的影响，常常能得到更高的保持精度，这种电路如图 6-55 所示[4]．



(a)



(b)

图 6-55　利用反馈校正电容提高精度

(a) 电路；(b) 等效电路．

在图 6-55(a) 的电路中，当控制电压 U 为正时，T_1 关断，T 和 T_2 接通，电路采样；当 U 为负时，T_1 接通，T 和 T_2 关断，电路保持. 这两种状态下的等效电路如图 6-55(b) 所示. 不难看出，在采样期，A_1 和 A_2 组成反馈回路，A_1 是误差放大器，只要输出和输入电压不等,负反馈作用就要对输出电压不断进行校正,直到两者相等为止. 由于主模拟开关 T 等处于反馈回路中,所以它的导通电阻 R_{on} 以及 A_2 的失调和漂移等因素对精度的影响被大大削弱. 可见,电路在采样期具有很高的精度. 不过,电路除了 A_1 和 A_2 有时间常数外,存储电容和反馈校正电容都将引入时间常数. 为了确保反馈回路有必要的稳定储备，需采用相位补偿技术将 A_1 和 A_2 的带宽压低. 低的带宽,有限的上升速率和输出电流,将延长电路的捕捉时间,限制电路的工作速度. 所以，这种电路的精度和速度是互相矛盾的.

在保持期，T_1 的接通可以避免 A_1 处于开环状态. T 和 T_2 的关断,将 C 和 A_2 与外界隔离起来. 这时，存储电容和反馈校正电容上的电压同时受到模拟开关和运算放大器输入偏置电流的影响. A_2 同相端和反相端的输入偏置电流通常是匹配的，它们大小相等、方向相同,温度漂移也基本一样. 另一方面，当 T_1 接通时，T 和 T_2 的栅-源电压相等，两管的漏极电压也仅仅相差一个 A_2 的输入失调电压，所以，T 和 T_2 的工作电压几乎一样；元件安装时，又使两管相互靠近，以保证它们有相同的工作温度;则当两管参数匹配时，它们的漏电流也基本一样. 这样,在存储电容和反馈电容的电容量相等时,同量的开关漏电流和放大器的偏置电流，将引起两个电容上电压的同量变化. 存储电容两端的电压变化使输出电压下降多少,反馈校正电容两端的电压变化就使输出电压回升多少,结果输出电压基本不变. 这些措施大约可使保持精度提高一个数量级以上.

此外,在采样期中，T_2 的接通使反馈校正电容电压回零,为了回零快，反馈电阻 R 宜小;但过小,又会在保持期增大 A_2 的负载,故 R 值要适中.

3. 速度的提高

图 6-55 的电路速度不高的原因在于反馈回路包含了两只运算放大器,若将总反馈回路断开,减少时间常数的数目,并设法使主模拟开关 T 置于局部反馈回路中,如图 6-56 所示,这样,既提高了速度,又降低了导通电阻的影响.

图 6-56 在采样期和保持期的模拟开关状态仍与图 6-55 相同. 在采样期，T_2 的接通将 T 和 C 置于 A_1 的反馈回路中,所以 C 上的电压将等于输入电压而不受 T 的导通电阻的

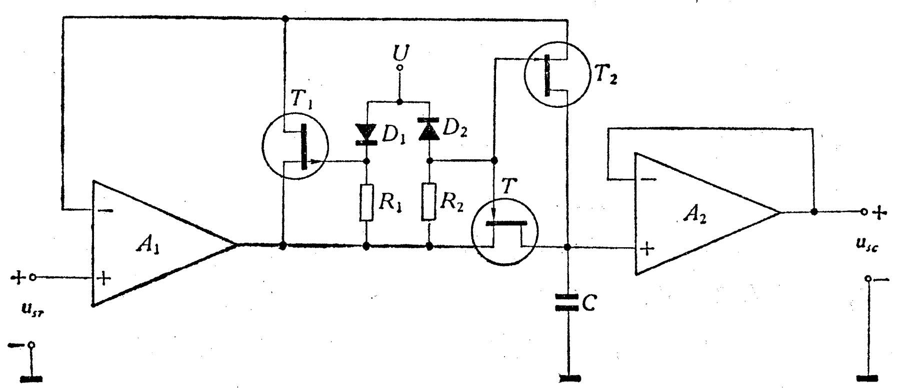


图 6-56 减少反馈回路中的时间常数数目来提高速度

影响．当然，T_2 接通时也有导通电阻，但由于 A_1 反相端的偏置电流和 T_1 的漏电流都很小，这个导通电阻上的压降极小，T_2 导通电阻的影响完全可以略去不计，所以 C 的电压仍能非常精确地等于 A_1 反相端的电压．不过，与图 6-55 相比，由于未把 A_2 包含在反馈回路中，虽然 A_2 对速度的影响被排除了，但它的漂移和共模误差在采样期得不到校正，所以使采样误差增大．

在保持期，除了 T 外，T_2 也将产生漏电，所以保持精度也比图 6-55 差．

由此可见，这个电路的速度提高是靠牺牲精度换来的．

四、峰值检波器

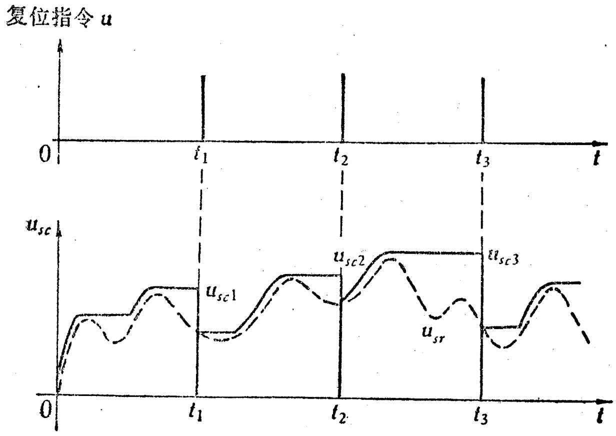


图 6-57　峰值检波器的特性说明

峰值检波器是一种特殊的采样-保持电路．复位指令未来之前，输出信号自动跟踪输入信号的峰值，并自动将该峰值保持，直到复位指令到来为止．复位指令使存储电容上的信号回零，接着开始第二次峰值检波．峰值检波器的输出-输入关系可用图 6-57 来说明．

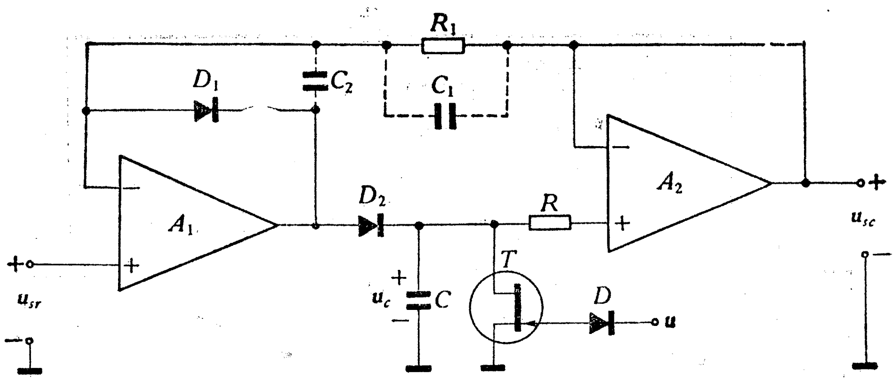
峰值检波器可以用来分析瞬变波形和周期波形，在气体色谱分析和质谱分析中都有应用．峰值检波器对元件性能的要求与采样-保持电路基本相同．

1. 简单的峰值检波器

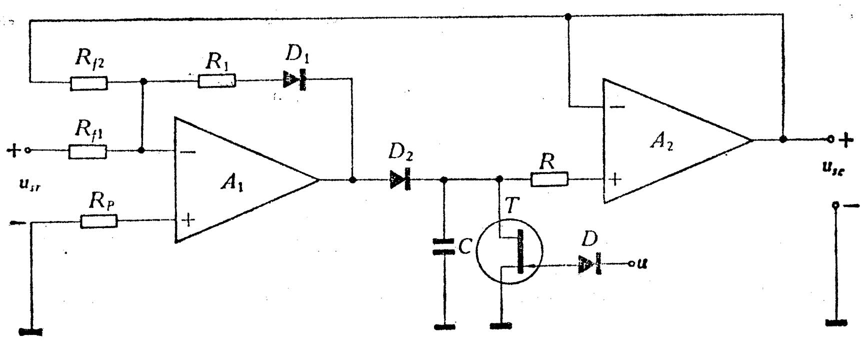
简单的峰值检波器是由半波整流电路、存储电容和缓冲放大器组成的反馈电路，在存储电容上还并有一只复位开关．图 6-58 给出了峰值检波器的两种电路结构，一个是同相型，一个是反相型．

图 6-58(a) 是同相型峰值检波电路，运算放大器 A_1 具有半波整流结构，A_2 组成电压跟随器，在存储电容和输出负载之间起缓冲作用，有 $u_{sc}=u_C$．当 $u_{sc}<u_{sr}$ 时，D_2 导通，D_1 截止，A_1 将误差电压放大，通过 D_2 对 C 充电，使 u_{sc} 跟踪 u_{sr}．当 $u_{sc}>u_{sr}$，D_1 导通，D_2 截止，存储电容 C 与 A_1 之间联系隔断，$u_{sc}=u_C$ 不再跟踪 u_{sr}，保持过去检出的 u_{sr} 的峰值．D_1 的导通为 A_1 提供反馈通路，防止 A_1 过载．当复位指令 u 出现，T 导通，C 放电，u_C 回零；u 消失后，又开始新的峰值检波过程．图 6-58(b) 的反相型电路的工作原理与同相型类似，不再重复．

上述两个电路的主要优点是简单，但工作速度都不太高，主要原因与采样-保持电路相同，是由于运算放大器的带宽过窄，上升速率 SR 和输出电流有限造成的．例如，当 SR＝10 V/μs，被检单脉冲幅度为 6 V，脉宽为 500 ns，则在 500 ns 内，A_1 提供的输出电压仅为 5 V，若 D_2 压降为 0.7 V，则 C 上电压才 4.3 V，此单脉冲的读数等于实际输入峰值的 71%．若其他参数不变，仅脉冲幅度由 6 V 变为 10 V，则读数误差将大于 50%．又如，假设 SR 足够大，但最大输出电流为 10 mA，在 $C=0.01\ \mu F$ 的条件下，由 $u_C=It/C$ 可知，为使电容电压上升到 1 V 所需的时间为 1 μs．这样，运算放大器的性能有限，使这



(a)



$(R_P = R_{f1} // R_{f2})$

(b)

图 6-58　简单的峰值检波器

(a) 同相型；(b) 反相型.

类电路的工作速度不高，特别不适用于单脉冲信号的峰值检波.

为了提高电路的稳定储备和改善瞬态响应，常常需要加入校正电路，如图 6-58(a) 中用虚线表示的电容 C_1 和 C_2，但这种方法仅对一定形状的脉冲和重复频率有效. 电路中电阻 R 的作用与采样-保持电路相同，用来保护组件.

2. 高速峰值检波器

上述电路检波过程的时间过长的缺点，可用电流源对存储电容充电的方法来解决. 用较大的电流源电流充电，不仅缩短了电容电压跟踪输入电压的时间，而且可以防止过冲，减小过渡过程时间，这两者都对提高速度有利，图 6-59 是一个具体电路[9].

在图 6-59 的高速峰值检波器中，A_1 采用高速集成比较器，它的响应速度快，滞后时间小. A_2 用具有场效应管输入级的高速运算放大器，它为提高整个电路的工作速度和防止电容 C 上的保持电压下降提供了有利条件. P 沟道结型场效应管 T_1 组成电流源，它保证 C 恒流充电. 当 $u_{sc} < u_{sr}$，比较器 A_1 输出为高电位，接成二极管形式的场效应管 T_2 关断，T_3 接通，T_1 用恒定电流对 C 充电，一旦输出电压使 A_1 反相端电压超过 u_{sr}，A_1 输出就由高电位变为低电位，使 T_2 接通，T_3 关断，T_1 的输出电流为 A_1 所吸收，电路把输入峰值保持住. 当复位指令出现，C 通过 T_4 放电回零，开始下一次峰值检波.

恒流源的输出电流可根据需要调整，一般应能在被测信号所允许的最小脉宽内，使电容 C 能充到规定的最大被检峰值电压.

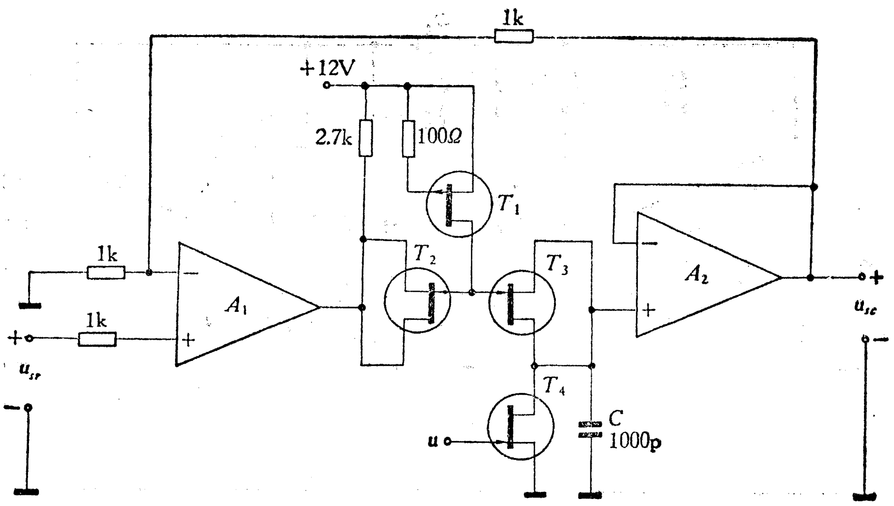
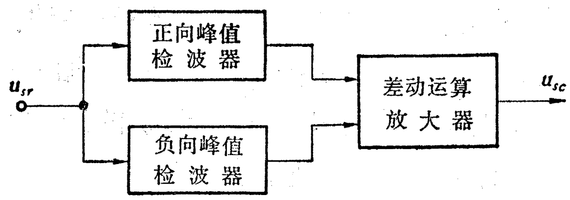


图 6-59　高速峰值检波器

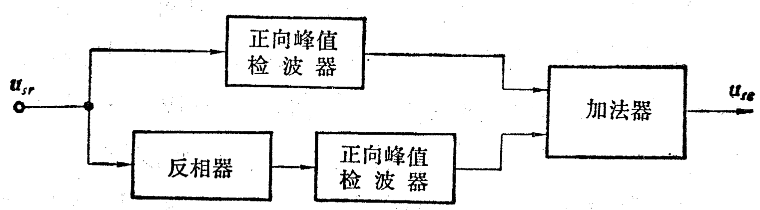
3 峰-峰值检波器

上述都是正向峰值检波器，如果需要负向峰值检波器，可先将输入信号倒相后，再送到正向峰值检波器，或者把正向峰值检波器中的二极管及其他有关元件适当改接，就能实现负向峰值检波.

有了正、负峰值检波器后，组成峰-峰值检波器就非常容易了. 图 6-60 是峰-峰值检波器的组成框图. 一个由正、负峰值检波器组成，另一个都由正峰值检波器组成，所以后者多一级反相器. 它们的工作原理非常简单，叙述从略.



(a)



(b)

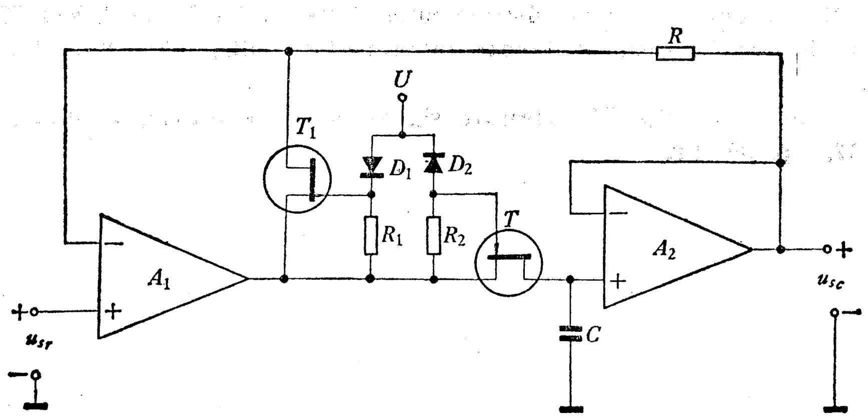
图 6-60　峰-峰值检波器的组成框图

(a) 由正、负峰值检波器组成；(b) 由正峰值检波器组成.

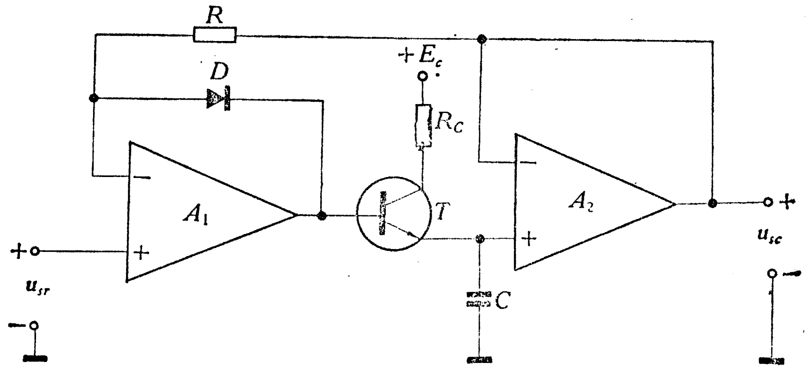
习　　题

题 6-24　分析图 6-61 电路的性质和工作原理，说明各元件的作用，比较它们的优缺点.

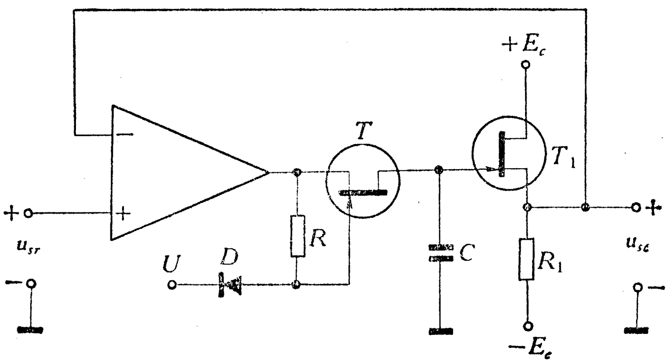
题 6-25　按图 6-60 框图，设计一个峰-峰值检波电路.



(a)



(b)



(c)

图 6-61　题 6-24 电路

参　考　文　献

[1] Hilburn, J. L. and Johnson, D. E., Manual of Active Filter Design, McGraw-Hill Book Co., New York, 1973.

[2] Barker, R. W. J. and Hart, B. L., Versatile precision full-wave rectifier, *Electron. Lett.*, 1977, **Vol. 13**, No. 5, pp. 143—144.

[3] Marzetta, L. A. and Flach, D. R., Design features of a precision ac-dc converter, *J. of Res. of the National Bureau of Standards—C "Engng. and Instrum."*, 1969, **Vol. 73**, No. 3, pp. 47—55.

[4] Graeme, J. G., Applications of Operational Amplifiers——Third-Generation Techniques, McGraw-Hill Book Co., New York, 1973, pp. 118—119, pp. 135—139.

[5] Graeme, J. G., Tame comparator hystersis to make all those promises come true, *EDN*, 1975, **Vol. 20**, No. 9, pp. 79—82.

[6] Graeme, J. G., Comparator has precies, voltage-controlled hysteresis, *EDN*, 1975, **Vol. 20**, No. 15, pp. 78—80.

[7] Newman, M. J., Simple window discriminator, *Wireless World*, 1976, **Vol. 82**, No. 1483, pp. 90.
[8] Hnatek, E. R., Applications of Linear Integrated Circuits, John Wiley & Sons, Inc., pp. 151—152, 1975.
[9] Tabb, J. A. and Roginsky, M., Measure signal peaks accurately, *Electron. Design*, 1976, **Vol. 24**, No. 17, pp. 90—92.

第七章　信号发生电路

在测量、计算技术、自动控制、无线电通讯、遥测和遥控等技术领域中，广泛采用着各种类型的信号发生器．根据自激振荡的原理，运算放大器和各种无源元件组合，能灵活地产生不同波形、不同频率的周期振荡信号．本章介绍的信号发生器有正弦波发生器、方波发生器、三角波发生器、矩形脉冲发生器、锯齿波发生器和阶梯波发生器，重点分析正弦波发生器．

第一节　正弦波发生器

本节讨论常用的文氏电桥正弦波发生器、移相式正弦波发生器、T型选频网络正弦波发生器、积分式正弦波发生器和间接式正弦波发生器．分析的问题主要是振荡频率的大小，各种稳频和稳幅措施，减小波形失真的途径，以及各种调频调幅的方法．电压调频方法放在第八章中讨论．

一、正弦波发生器的振荡条件

按自激原理，将运算放大器和外部的反馈网络构成闭合环路，在运算放大器的输出端就能得到所需的正弦信号．

正弦波发生器的组成框图可用图 7-1 表示．我们在图 7-1 的环路中任取一断点 a，从 a 点到输出端的信号传递通道叫主通道，比值

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_a}$$

叫做主通道的频率特性．由输出端到断点 a 的信号传递通道叫反馈通道，比值

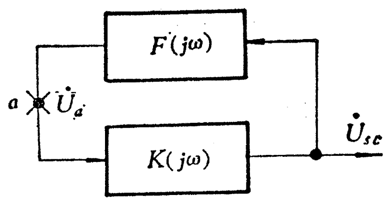


图 7-1　正弦波发生器的组成框图

$$F(j\omega)=\frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_{sc}}$$

叫做反馈通道的频率特性．乘积 $K(j\omega)F(j\omega)$ 叫做回路增益的频率特性．

为了导出正弦波发生器的自激振荡条件，可将图 7-1 的 a 点断开，从 a 点向主通道的输入端送入一正弦信号 $\dot{U}_a$，该信号经主通道和反馈通道回到 a 点时的输出信号显然为 $K(j\omega)F(j\omega)\dot{U}_a$．若此信号与外加信号 $\dot{U}_a$ 的幅度和相位完全相等，则把断点 a 接上，并撤除外加信号 $\dot{U}_a$，振荡也照样能继续维持下去．可见，正弦波发生器的自激振荡条件为回路增益的频率特性等于一，即

$$K(j\omega)F(j\omega)=1 \tag{7-1}$$

上式可分解为自激振荡的幅值条件和相位条件

$$K(\omega)F(\omega) = 1 \tag{7-2}$$

$$\Phi_K(\omega) + \Phi_F(\omega) = \pm 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \cdots) \tag{7-3}$$

若 $\Phi_K(\omega) + \Phi_F(\omega) = \pm 2n\pi$，但 $K(\omega)F(\omega) < 1$，则振荡幅度将逐渐收敛，终将导致停振；相反，若 $K(\omega)F(\omega) > 1$，则振荡幅度会逐渐发散，势必进入放大器的非线性区，引起波形严重失真．因此，为了得到波形失真小、幅度稳定的正弦信号，自激振荡的相位条件和幅值条件都必须严格满足，这时，振荡幅度可以根据实际需要固定在某一指定的数值上．

二、文氏电桥正弦波发生器

1. 基本原理

文氏电桥正弦波发生器是一种常用的 RC 振荡器，用来产生低频正弦信号，应用非常广泛．这种发生器由运算放大器和文氏电桥反馈网络组成，图 7-2 是它的基本电路，图中的 Z_1 和 Z_2 是文氏电桥的两臂，由它们组成正反馈网络，电阻 R_f 和 R_F 组成负反馈回路，当运算放大器具有理想特性时，振荡条件主要由这两个反馈回路的参数决定．

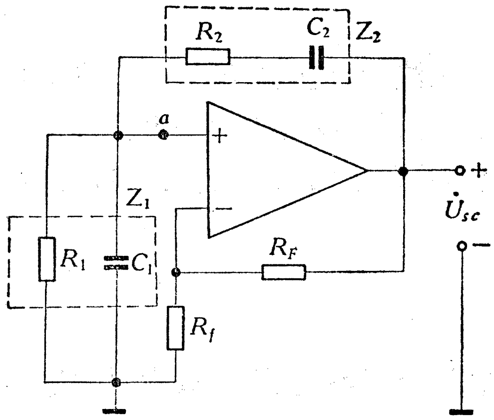


图 7-2　基本文氏电桥正弦波发生器

在分析图 7-2 的振荡条件时，可像图示那样，将 a 点选在放大器的同相端，从放大器的同相端到它的输出端为主通道，文氏电桥的两臂为反馈通道．这样，主通道为同相比例运算放大器，它的增益由式(5-68)决定，它的幅值和相角分别为

$$K(\omega) = 1 + \frac{R_F}{R_f}$$

$$\Phi_K(\omega) = 0°$$

反馈通道是 RC 串-并联选频网络，由于

$$Z_1 = R_1 /\!/ \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{1 + j\omega R_2 C_2}{j\omega C_2}$$

所以反馈通道的频率特性为

$$F(j\omega) = \frac{\dot{U}_+}{\dot{U}_{sc}} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{j\omega R_1 C_2}{1 + (R_1C_1 + R_1C_2 + R_2C_2)j\omega + R_1R_2C_1C_2(j\omega)^2}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} + j\left(\omega R_2 C_1 - \frac{1}{\omega R_1 C_2}\right)} \tag{7-4}$$

显然，若在 $\omega = \omega_z = (1/R_1R_2C_1C_2)^{\frac{1}{2}}$ 时，使上式右边分母的虚数部分的系数为零，而且参数选择使实数部分等于 $1+(R_F/R_f)$，则振荡条件式(7-1)将得到满足，图 7-2 的电路就能产生角频率为 ω_z 的正弦振荡．所以这个电路的振荡频率和参数关系为

$$\begin{cases} f_z = \dfrac{\omega_z}{2\pi} = \dfrac{1}{2\pi}\sqrt{\dfrac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \\ \dfrac{C_1}{C_2} + \dfrac{R_2}{R_1} = \dfrac{R_F}{R_f} \end{cases} \tag{7-5}$$

在实际应用中，有时为了选择和调节参数的方便以及减少元件参数的种类，常取

$$C_1 = C_2 = C$$
$$R_1 = R_2 = R$$

这时，振荡条件式(7-5)变为

$$\begin{cases} f_z = \dfrac{\omega_z}{2\pi} = \dfrac{1}{2\pi RC} \\ R_F = 2R_f \end{cases} \tag{7-6}$$

式(7-5)和(7-6)表明，为了改变振荡频率而又不破坏振荡条件，必须对正反馈网络中的两只电阻或两只电容按比例进行同步调节，因此要采用同轴双连电位器或双连电容器.

上述振荡条件也可从反馈通道的频率特性看出. 以式(7-6)为例，这时式(7-4)可简化为

$$F(j\omega) = \frac{1}{3 + j\left(\dfrac{\omega}{\omega_z} - \dfrac{\omega_z}{\omega}\right)}$$

它的幅频和相频特性分别为

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_z} - \dfrac{\omega_z}{\omega}\right)^2}}$$

$$\Phi_F(\omega) = -\operatorname{tg}^{-1}\frac{\left(\dfrac{\omega}{\omega_z} - \dfrac{\omega_z}{\omega}\right)}{3}$$

这两条特性如图 7-3 所示. 由特性可以看出，当 $\omega = \omega_z$ 时，反馈通道频率特性的幅值为三分之一，相移为零，再加上主通道的增益幅值为三，相移为零，故完全满足振荡条件.

根据上述分析，基本文氏电桥正弦波发生器的参数选择可遵循两种方案. 例如，若要求 $f_z = 10\ \text{Hz}$ 时，按式(7-6)，可选

$$R_1 = R_2 = R \approx 160\ \text{k}\Omega \quad C_1 = C_2 = C \approx 0.01\ \mu\text{F}$$
$$R_F = 3\ \text{k}\Omega \quad R_f = 1.5\ \text{k}\Omega$$

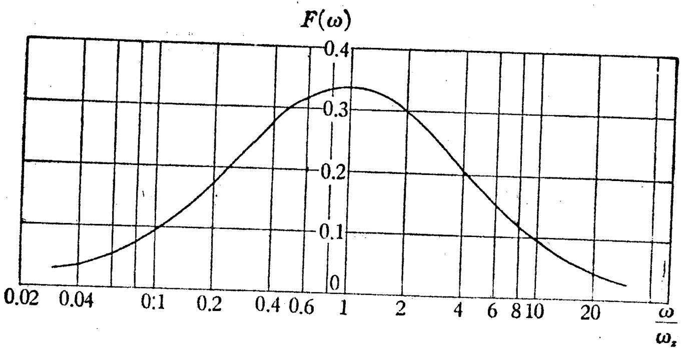
若按式(7-5)选择时，可取

$$R_1 = 9\ \text{k}\Omega \quad R_2 = 470\ \text{k}\Omega \quad C_1 = 1.2\ \mu\text{F}$$
$$C_2 = 0.05\ \mu\text{F} \quad R_F = 10\ \text{k}\Omega \quad R_f = 130\ \Omega$$

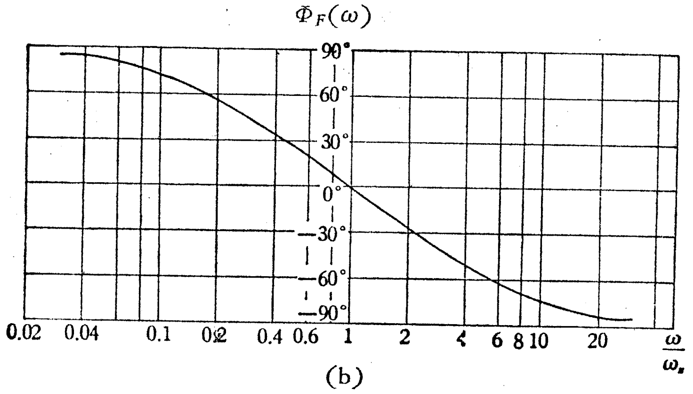
不难看出，前一方案计算简单，选配元件工作量较小，后一方案则相反，计算复杂，元件选配工作量较大，不过参数选择灵活.

必须指出，实际运算放大器的特性并不理想，它的开环增益有限，故要适当削弱负反馈，才能真正满足振荡的幅值条件便于起振. 因此，实际选用的 R_F 的阻值应比理论计算值略为大些，或者使 R_f 比理论计算值略为小些，其相对偏差可选为 5% 左右.

从理论上讲，满足振荡条件后，振荡幅值可固定在任意值上. 但由于元件公差，温度等环境条件变化，振荡条件会遭受破坏. 当幅值条件遭受破坏时，振荡幅值不收敛，就发散，



(a)



(b)

图 7-3 文氏电桥的频率特性

(a)幅频特性曲线；(b)相频特性曲线.

这就意味着，不是停振，就是波形严重失真，所以，基本文氏电桥正弦波发生器要达到实际应用的目的，还必须加上增益自动稳定电路，这种电路常用英文字母简写为 AGC.

2. 稳幅方法

常用的自动稳幅方法是根据振荡幅度的变化来改变负反馈的强弱. 若振幅增大，负反馈系数 $R_f/(R_f + R_F)$ 就自动变大，加强负反馈，限制振幅继续增长；反之，若振幅减小，负反馈系数就自动变小，减弱负反馈，防止振幅继续下降，从而达到稳幅的目的. 负反馈强弱随振幅的变化可以是非线性的，也可以是线性的，前者比后者简单，但稳幅性能不如后者.

(1) 热敏电阻稳幅

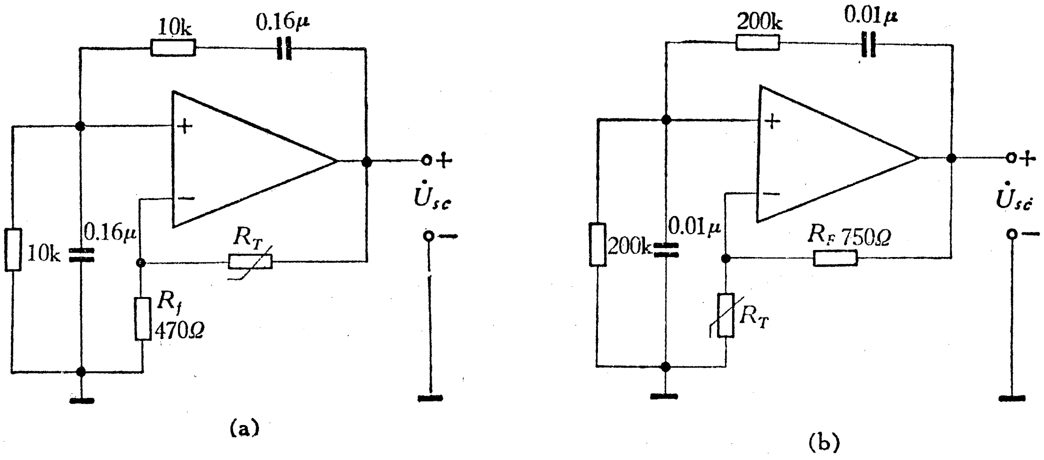


图 7-4 采用热敏电阻稳幅的文氏电桥正弦波发生器

热敏电阻的阻值是流经该电阻的电流的函数，所以把它作为负反馈回路的电阻就能实现自动稳幅.

图 7-4 是利用热敏电阻 R_T 自动稳幅的电路，在图(a)中，它代替 R_F，在图(b)中，它代替 R_f，为了满足振荡条件，R_T 值应按式(7-6)选择. 当振幅增大，流经热敏电阻 R_T 的电流加大，温度升高，设图(a)中的热敏电阻 R_T 减小，而图(b)中的 R_T 增大，这时，两者的效果都是加强负反馈，从而达到稳幅的目的. 这种稳幅方法简单，但精度较差，输出幅度将随环境温度发生变化.

(2) 二极管稳幅

利用二极管的非线性特性，也能简便地完成自动稳幅，在图 7-5 所示的两种二极管稳幅电路中，图(a)是利用硅二极管的正向伏安特性的非线性，图(b)是利用稳压管的反向伏安特性的非线性.

为了保证上、下振幅对称，在图 7-5(a) 的电路中，两只稳幅二极管 D_1 和 D_2 必须匹配；从提高温度稳定性来看，宜选用硅管. 不难看出，在振荡过程中，D_1 和 D_2 将交替导通和截止，换句话说，总有一只二极管处于正向偏置状态，并和 2.2 kΩ 电阻并联，因此利用二极管非线性正向导通电阻 r_D 的变化就能改变负反馈的强弱. 当振幅增大时，r_D 减小，负反馈加强，限制振幅继续增长；反之，当振幅减小时，r_D 加大，负反馈减弱，防止振幅继续下降，进而达到稳幅的目的.

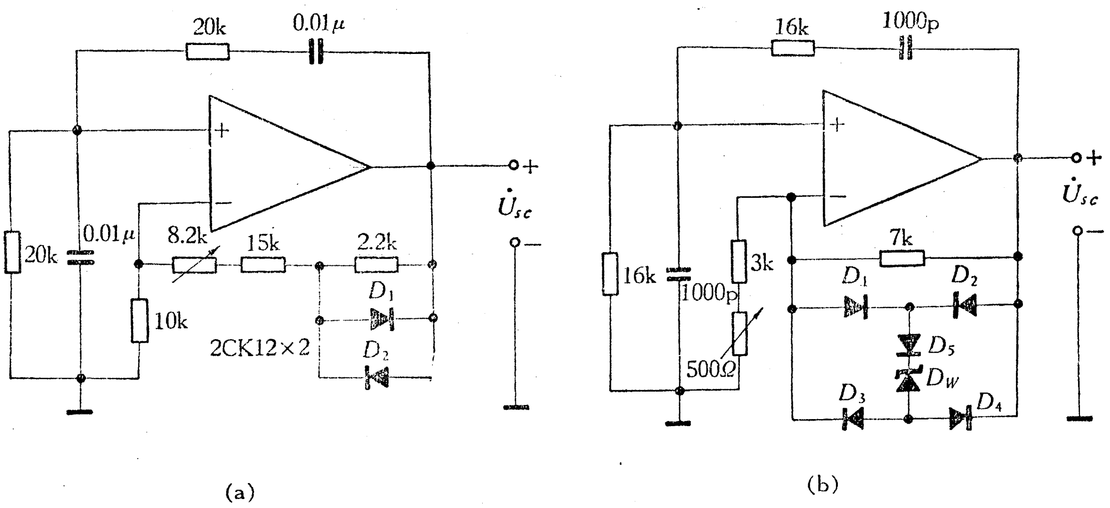


图 7-5 采用二极管稳幅的文氏电桥正弦波发生器

(a) 硅二极管稳幅； (b) 稳压管稳幅.

在一个周期中，稳幅二极管的正向电阻 r_D 将随输出电压的瞬时值不断变化着，平均来看，它满足振荡的幅值条件，但从一周中的每一瞬间来看，它又不满足振荡的幅值条件，所以这种电路的波形总有一定程度的失真. 显然，减小与稳幅二极管并联的电阻，二极管的非线性影响就可减弱，波形失真就能改善，但稳幅效果也有所削弱. 可见，这个电路的稳幅特性和波形失真要求相互矛盾，选用并联电阻时必须全面考虑，不可顾此失彼. 当 r_D 和并联电阻阻值相差不多时，稳幅特性和波形失真都有较好的效果. 电路中的 8.2 kΩ 电位器用来调幅或者用来使波形失真最小.

硅二极管稳幅电路简单、经济，但性能受温度影响. 利用温度补偿技术，可以改善二极管稳幅电路的温度特性. 图 7-5(b) 中的二极管桥路和稳压管合并，利用集成工艺，可

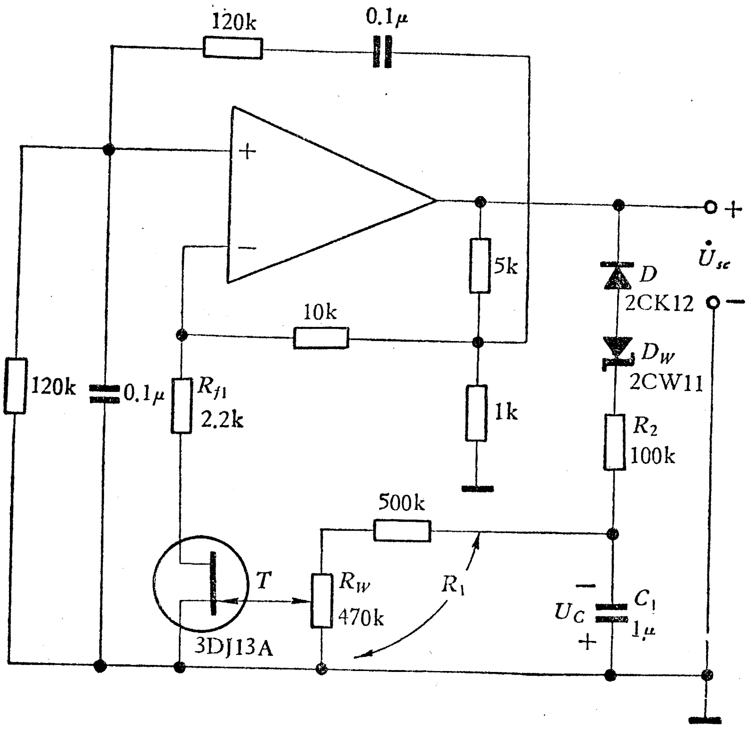
使温度系数为零[1]. 为了获得超低频振荡，该电路采用了 MOS 管作输入级的运算放大器，以便选频电路中的电阻可选用高阻，例如采用 22 MΩ 的高阻，可将振荡频率降到0.007 Hz.

总的来说，二极管稳幅电路既简单又经济，但波形失真较大，适用于要求不高的场所.

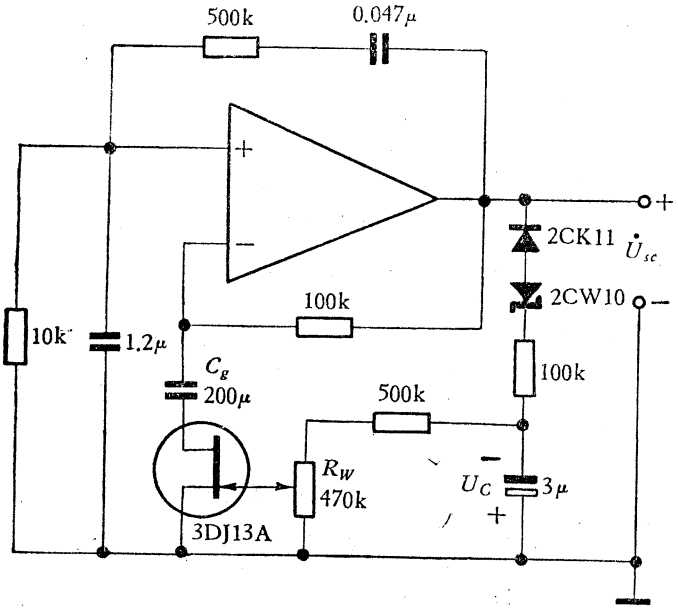
(3) 场效应管稳幅

当场效应管的漏-源电压 U_{DS} 较小时，场效应管的漏-源电阻 r_{DS} 差不多随栅-源电压 U_{GS} 线性变化，宛如一只良好的压控线性电阻，阻值可调范围约为 400Ω—100MΩ. 因此，利用场效应管稳幅，能比二极管稳幅获得更小的波形失真.

图 7-6 是用场效应管稳幅的两个电路，两者大同小异. 为了使 U_{DS} 较小，确保稳幅场



(a)



(b)

图 7-6 采用结型场效应管稳幅的文氏电桥正弦波发生器

效应管 T 工作在它的线性电阻区，图(a)电路采取了分压措施. T 和 R_{f1} 串联，组成负反馈回路的电阻 R_f. 显然，为了达到稳幅目的，当幅值增大时，r_{DS} 应自动加大以加强负反馈；当幅值减小时，r_{DS} 应自动减小以减弱负反馈. 这个作用由自动稳幅电路完成，它包括稳压管 D_W，整流二极管 D，滤波电路 R_1，R_2 和 C，以及场效应管 T. 被自动稳幅电路所稳定的幅值为

$$U_m = E_W + U_D + U_C \tag{7-7}$$

式中，E_W，U_D 和 U_C 分别为 D_W 的稳定电压、二极管 D 的正向压降和电容 C_1 上的电压. 当输出幅值超过 U_m 时，经整流滤波后，U_C 加大，使 T 的负栅-源电压更负，r_{DS} 加大. 当输出幅值低于 U_m 时，C_1 上的电压 U_C 将逐渐减小，导至 r_{DS} 下降. 所以电路将自动在 T 的某一栅-源电压下稳定下来，这时振荡频率 f_z 取决于式(7-6)，而输出信号为幅度稳定的正弦波.

只要稳幅场效应管工作在线性电阻区，自动稳幅电路的响应速度就快，电路的波形失真和稳幅作用都较好. 在自动稳幅电路中，必须正确选择滤波电路的时间常数，太大会降低响应速度，延长稳幅过程；过小会使幅值调节不平稳，输出幅度将来回波动；所以时间常数 $(R_1/\!/R_2)C_1$ 应与振荡频率相适应. 此外，当输出信号位于正半周，或虽位于负半周，但瞬时值在数值上仍小于 $E_W + U_D + U_C$ 时，电路将由 C_1 两端的电压来维持正常工作，这时的滤波电路的时间常数将取决于 R_1C_1，R_1C_1 过小，C_1 放电快，在一个振荡周期中，U_{GS} 将有明显变化，使整个电路的环路增益在一个振荡周期中不是固定值，引起波形失真，所以 R_1C_1 应比振荡周期 $T_z = 1/f_z$ 大，一般可取 $R_1C_1 \geqslant (10—20)T_z$，但过大又将降低响应速度.

上述分析表明，在采用整流滤波的自动稳幅电路中，存在两个共同缺点：第一，滤波电容 C_1 放电所引起的波形失真无法绝对避免，这类电路的波形失真约可低于 0.2%，但要进一步改进就有困难了. 第二，滤波电路的时间常数必须与振荡周期相适应，所以这类电路不易获得较宽的调频范围.

图 7-6(b) 的电路工作原理与图(a)相同，但元件用得更少. 隔直电容 C_g 可减小失调电压和失调电流的影响. 它的振荡幅值仍由式(7-7)描述，振荡频率 f_z 则决定于式(7-5).

两个电路中的 470 kΩ 电位器能提供一定的调幅范围，约为 10 V，但主要功能是通过它得到最小失真.

另一种效果更好的稳幅电路可参阅图 7-8.

3. 稳频方法

近代科学技术的发展对正弦波发生器的频率精度和稳定度提出了很高的要求. 利用石英晶体作为正反馈回路的选频元件，可使频率稳定度提高到 10^{-11}，所以采用石英晶体的稳频方法应用很广.

图 7-7 所示的石英晶体正弦波发生器主要用于产生频率基准信号. 这种电路不要求调频，故采用整流滤波技术实现稳幅是适当的. 与图 7-6 相比，有两点不同. 这里的负反馈回路电阻 R_f 为

$$R_f = \frac{R_{f2}(R_{f1} + r_{DS})}{R_{f1} + R_{f2} + r_{DS}}$$

比图 7-6 多了一个分量 R_{f2}，其目的是减小 r_{DS} 的非线性影响，减小波形失真．但更大的差别是石英晶体代替了 Z_2 中的 R．在串联谐振频率 f_0 下，石英晶体呈纯电阻性质，所以 Z_1 中的 R 应选来等于石英晶体串联谐振时的等效电阻．为了和 f_0 相匹配，C 应选来满足等式 $f_0 = 1/2\pi RC$．这种参数匹配能提高正反馈回路的选频特性，保证振荡频率精确等于石英晶体的谐振频率．

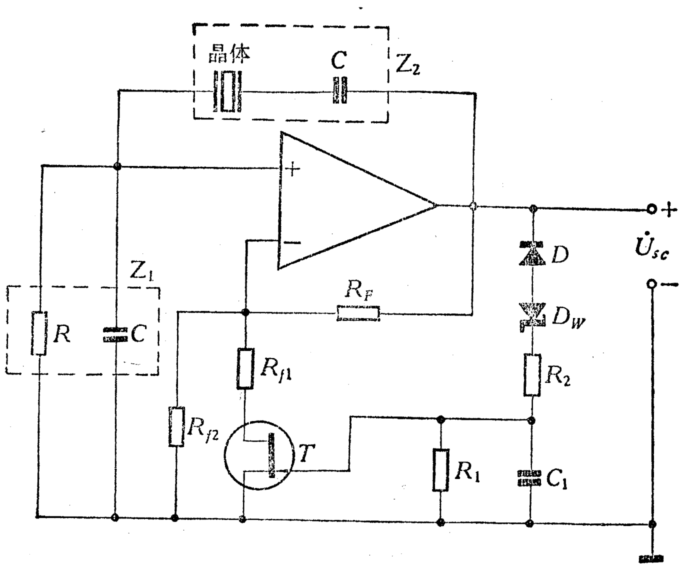


图 7-7 采用石英晶体稳频的文氏电桥正弦波发生器

石英晶体的阻抗随环境温度变化，这将导致回路增益变化，使振幅和频率都受到不同程度的影响．自动稳幅电路仅能补偿温度对振幅的影响，但对补偿频率无能为力，故要进一步提高频率的温度稳定性还要采取恒温措施或附加温度补偿网络．

4. 调幅方法

振幅调节方法很多，通常的方案是既能调幅也能稳幅．现举两例说明，一个由分立元件组成调幅电路，另一个用乘法器实现调幅，全部集成化．

(1) 简单的调幅电路

在图 7-6 的基础上，增加一级误差放大器，就变成了一个既能调幅又能稳幅的正弦波发生器，电路如图 7-8 所示[2]．

图 7-8 的误差放大器由晶体管 T_1 和 T_2 组成，振幅需要稳定的正弦输出电压经电位器 R_W 分压后送到 T_1 的基极，极性为负的直流基准电压 E_i 加在 T_2 的基极，所以，由 D_1，

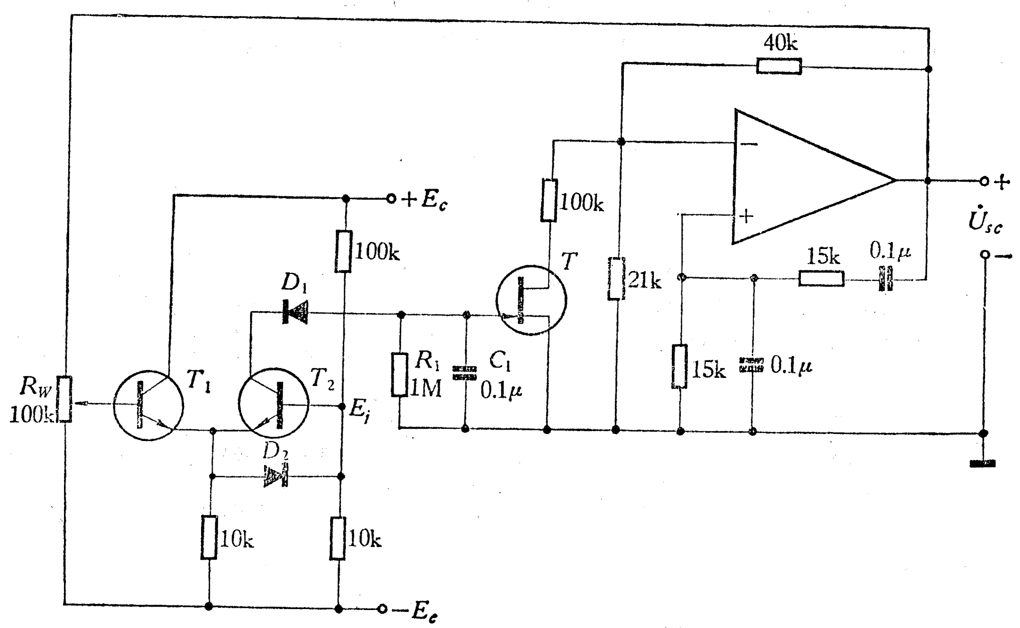


图 7-8 简单的稳幅-调幅正弦波发生器

R_1 和 C_1 组成的整流滤波电路的充电主要在振荡的负半周进行. 当输出振幅远小于预定值时, T_2 几乎截止, 电容 C_1 上的电压差不多为零, T 的 r_{DS} 很小, 负反馈最弱, 所以振幅将迅速增长, 这是起振过程. 在振幅达到要求时, C_1 上的电压所决定的 r_{DS} 值刚好维持主通道的增益为三,保证电路稳幅运行. 此后,若振幅加大, T_2 在负半周导通加强, C_1 得到更多的充电, U_{GS} 更负, r_{DS} 加大,加强负反馈,减小振幅值,相反,若振幅减小, T_2 导通减弱, r_{DS} 减小,削弱负反馈,提高振幅值,达到稳幅目的. 滤波器时间常数的选择原则与图 7-6 相同. 电位器 R_W 滑动端的位置不同,对应的稳定振幅值就不一样, 故可由电位器 R_W 调节振幅的大小. 这个电路的调幅范围为 100:1, 失真小于 0.2%. 误差放大器中的二极管 D_2 用来防止 T_2 的基-射结反向击穿.

(2) 乘法器调幅电路

将集成乘法器置于发生器的负反馈回路中,通过它来控制负反馈强弱,也能实现调幅和稳幅的任务,电路如图 7-9 所示[3].

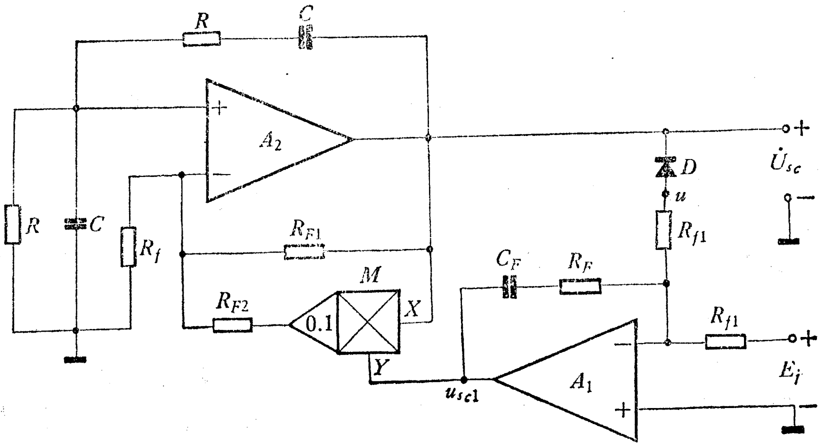


图 7-9 采用集成乘法器稳幅-调幅的正弦波发生器

在图 7-9 的电路中,反馈回路电阻 R_F 由 R_{F1} 和 R_{F2} 组成, 通过 R_{F1} 的负反馈量不变, 但通过 R_{F2} 的负反馈量则由乘法器 Y 输入端的控制电压决定. 二极管 D 对输出电压进行负半波整流, 整流后的交流分量被低通滤波器 A_1 滤掉, 仅直流分量与基准电压 E_j 之差才有意义, 这个差值由运算放大器 A_1 实现比例和积分运算, 所得结果通过乘法器来控制负反馈的强弱. 若输出信号振幅增大, u 的直流分量更负,乘法器 Y 输入端的控制信号加大,负反馈加强,反之,负反馈减弱,达到稳幅目的. 改变 E_j 就能调幅.

实际上,电路起振后, $\dot{U}_{sc}$ 为正弦波,经二极管 D 半波整流变为

$$u = -U_m\left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin\omega_z t - \frac{2}{3\pi}\cos 2\omega_z t - \frac{2}{15\pi}\cos 4\omega_z t - \cdots\right)$$

u 中的交流分量被 A_1 滤掉, 剩下的直流分量 $-U_m/\pi$ 与基准信号 E_j 一起由 A_1 进行运算,所以 A_1 的输出电压为

$$u_{sc1} \approx -\frac{R_F}{R_{f1}}\left(E_j - \frac{1}{\pi}U_m\right) - \frac{1}{R_{f1}C_F}\int\left(E_j - \frac{1}{\pi}U_m\right)dt$$

这样,乘法器的输出为 $0.1\,u_{sc1}\dot{U}_{sc}$. 当 $U_m/\pi > E_j$, u_{sc1} 增大,乘法器输出加大, 负反馈加强;相反,若 $U_m/\pi < E_j$, u_{sc1} 减小,负反馈减弱; 保证了幅值稳定在

$$U_m = \pi E_j \tag{7-8}$$

可见，改变 E_j 就可设置所需的振幅。

自动稳幅回路中的 A_1 起比例-积分校正作用，它能提高调节质量，详细运算关系式可参阅第十章第一节。

5. 调频方法

由式(7-5)和(7-6)可知，对文氏电桥正弦波发生器进行频率调节时，需要对正反馈网络中的两只电阻或两只电容按比例进行同步调节，使调频不太方便。如果我们把正反馈回路的信号和负反馈回路适当联系起来，则只需改变一只电阻的阻值就能调频，电路如图 7-10 所示。把图 7-10 和图 7-2 相比可知，在现在这个电路中，R_1 不是直接接地，而是接到反相比例运算放大器 A_1 的反相输入端，即接到"虚地"点。辅助反相比例放大器 A_1 加入后，只要电路参数选配适当，调节单一的电阻 R_1 就能调频，且不破坏振荡条件。

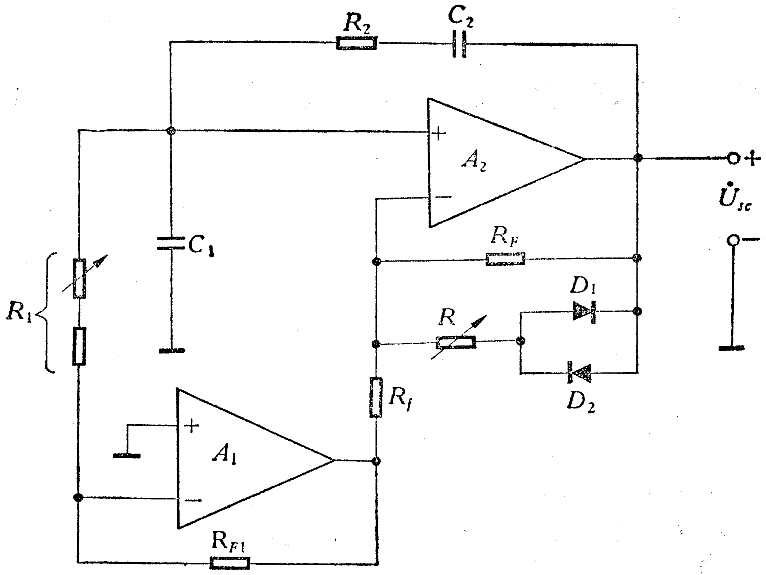


图 7-10　频率可调的文氏电桥正弦波发生器

在推导图 7-10 的振荡条件时，仍可将断点选在 A_2 的同相输入端。考虑到 R_1 和 A_1 的"虚地"相接，故反馈通道的频率特性仍具有式(7-4)的形式，但主通道的频率特性应把 A_1 加入后的影响考虑在内。

为了得到主通道的频率特性，可采用叠加原理。设若 A_1 的输入信号为零，则 A_2 同相端的信号 $\dot{U}_+$ 在 A_2 输出端产生的信号 $\dot{U}_{sc1}$ 为

$$\dot{U}_{sc1}=\left(1+\frac{R_F}{R_f}\right)\dot{U}_+$$

设若 A_2 同相端的信号为零，则 $\dot{U}_+$ 通过 A_1 在 A_2 输出端产生的信号 $\dot{U}_{sc2}$ 为

$$\dot{U}_{sc2}=\left(-\frac{R_{F1}}{R_1}\right)\left(-\frac{R_F}{R_f}\right)\dot{U}_+=\frac{R_{F1}R_F}{R_1R_f}\dot{U}_+$$

所以输出信号

$$\dot{U}_{sc}=\dot{U}_{sc1}+\dot{U}_{sc2}=\left[1+\frac{R_F}{R_f}\left(1+\frac{R_{F1}}{R_1}\right)\right]\dot{U}_+$$

这样，可得主通道的频率特性

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_+}=1+\frac{R_F}{R_f}\left(1+\frac{R_{F1}}{R_1}\right)$$

为了满足振荡条件 $K(j\omega)F(j\omega)=1$，显然应有

$$\begin{cases} f_z=\dfrac{1}{2\pi}\sqrt{\dfrac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \\ \dfrac{C_1}{C_2}+\dfrac{R_2}{R_1}=\dfrac{R_F}{R_f}\left(1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}\right) \end{cases}$$

为了在任何 R_1 值下，上列第二等式始终成立，必须使

$$\begin{cases} f_z = \dfrac{1}{2\pi C}\sqrt{\dfrac{1}{R_0 R_1}} \\ C_1 = C_2 = C \\ R_2 = R_{F1} = R_f = R_F = R_0 \end{cases} \tag{7-9}$$

式(7-9)就是图 7-10 电路的振荡条件式，该式表明，只要改变 R_1 就能调频，且不破坏振荡条件，使调频十分方便.

这个电路的调频范围由运算放大器 A_2 的输入偏置电流 I_{b2} 和 A_1 的增益带宽积 $K_{01}f_{01} = f_{c1}$ 所限定. A_2 同相端的偏置电流 I_{b2} 流经 R_1 所形成的电压，将在输出端产生一个直流分量. 由主通道频率特性推导过程可知，这个直流分量的模 U_0 可写成

$$U_0 = \left[1 + \frac{R_F}{R_f}\left(1 + \frac{R_{F1}}{R_1}\right)\right] R_1 I_{b2}$$

考虑到式(7-9)，上式变为

$$U_0 = (2R_1 + R_0)I_{b2}$$

显然，这个直流分量必须比振荡信号的振幅小很多，例如小于 1%. 可见，U_0 有一个最大值 $U_{0\max}$ 的限制，进而使 R_1 有一个最大值 $R_{1\max}$ 的限制. 这个 $R_{1\max}$ 可由上式导出，因为

$$U_{0\max} = (2R_{1\max} + R_0)I_{b2}$$

当 $R_{1\max} \gg R_0$ 时，可得

$$R_{1\max} \leqslant \frac{U_{0\max}}{2I_{b2}} \tag{7-10}$$

将式(7-10)代入式(7-9)，得最低振荡频率 $f_{z\min}$

$$f_{z\min} \geqslant \frac{1}{\pi C}\sqrt{\frac{I_{b2}}{2R_0 U_{0\max}}} \tag{7-11}$$

当反相比例放大器 A_1 在交流条件下工作时，它的闭环增益在数值上不允许超过工作频率所对应的运算放大器本身的开环增益，否则，无法正常运行. 在这里，工作频率就是振荡器的振荡频率 f_z，故由式(5-1)和(5-3)，可得 $f = f_z$ 时的 A_1 的开环增益

$$K_{01}(jf_z) = \frac{K_{01}}{1 + j\dfrac{f_z}{f_{01}}} = \frac{1}{\dfrac{1}{K_{01}} + j\dfrac{f_z}{f_{c1}}}$$

在 f_z 较大时，有

$$K_{01}(f_z) \approx \frac{f_{c1}}{f_z}$$

显然参数选择时，应保证

$$\frac{R_{F1}}{R_1} \leqslant \frac{f_{c1}}{f_z}$$

将式(7-9)代入上式，可得所允许的 R_1 的最小电阻值 $R_{1\min}$

$$\frac{R_0}{R_{1\min}} \leqslant \frac{f_{c1}}{\dfrac{1}{2\pi C}\sqrt{\dfrac{1}{R_0 R_{1\min}}}}$$

由此得

$$R_{1\min}^3 \geqslant \frac{R_0}{4\pi^2 f_{c1}^2 C^2}$$

即

$$R_{1\min} \geqslant \sqrt[3]{\frac{R_0}{4\pi^2 f_{c1}^2 C^2}} \tag{7-12}$$

将式(7-12)代人式(7-9)，得最高振荡频率 $f_{z\max}$

$$f_{z\max} \leqslant \sqrt[3]{\frac{f_{c1}}{4\pi^2 R_0^2 C^2}} \tag{7-13}$$

这样，式(7-11)和(7-13)限定了本电路可能的调频范围．采用一般组件时，这个范围大约从几十赫芝延伸到几千赫芝．

图中的电阻 R 和二极管 D_1，D_2 组成自动稳幅电路，其工作原理与图 7-5(a) 基本相同，故不再赘述．

三、移相式正弦波发生器

移相式正弦波发生器也是一种 RC 振荡器，用来产生低频正弦信号．

1. 简单的移相式正弦波发生器

简单的移相式正弦波发生器由一只运算放大器和三节 RC 移相电路组成，电路如图 7-11 所示，图中的运算放大器接成反相组态，它有 $-180°$ 的相移，三节 RC 电路再产生 $-180°$ 的相移，从而满足了振荡的相位条件，若再适当选择 R_F 值，使振荡的幅值条件也成立，就能在本放大器的输出端得到正弦振荡信号．

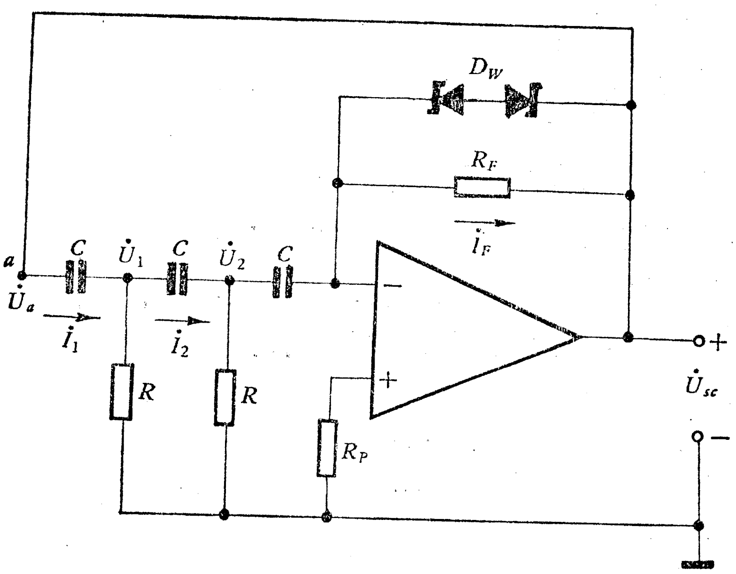


图 7-11　简单的移相式正弦波发生器

在分析图 7-11 的振荡条件时，可把 a 点选在第一节 RC 移相电路的前面，如图所注，不难看出，这时反馈通道频率特性的幅值和相角分别为

$$F(\omega) = 1$$

$$\Phi_F(\omega) = 0°$$

因此，若这样选择工作频率和参数，使 a 到 $\dot{U}_{sc}$ 的主通道频率特性在这个工作频率下幅值为一，相移为零，则图 7-11 的电路就能产生正弦振荡．

主通道的频率特性可像第五章那样用等效电路求，也可用联立方程求，根据图中所注符号，在运算放大器具有理想特性时，有

$$\dot{U}_a = \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_1 + \dot{U}_1$$

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{R}\dot{U}_1 + \dot{I}_2$$

$$\dot{U}_1 = \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_2 + \dot{U}_2$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{R}\dot{U}_2 + \dot{I}_F$$

$$\dot{U}_2 = \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_F$$

$$\dot{I}_F = -\frac{1}{R_F}\dot{U}_{sc}$$

由上列方程组，得

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_a} = -\frac{(j\omega)^3 R^2 R_F C^3}{1 + 4j\omega RC + 3(j\omega)^2 R^2 C^2}$$

$$= \frac{1}{\dfrac{4}{RR_F C^2\omega^2} - j\dfrac{1 - 3R^2C^2\omega^2}{R^2R_F C^3\omega^3}}$$

当上式右边分母的实部为一，虚部为零时，就能满足振荡条件，由此得

$$\begin{cases} f_z = \dfrac{\omega_z}{2\pi} = \dfrac{1}{2\sqrt{3}\,\pi RC} \\ R_F = 12\,R \end{cases} \tag{7-14}$$

这就意味着，倘若 $R_F = 12\,R$，图 7-11 的电路就能产生频率 $f_z = 1/(2\sqrt{3}\,\pi RC)$ 的正弦振荡.

实际应用中，因为运算放大器的开环增益不是无穷大，故为了保证起振，R_F 应略大于 $12\,R$. 电路中的稳压管 D_W 起稳幅作用. 当振幅超过稳压管的稳定电压时，R_F 的作用削弱，负反馈加强，限制振幅继续增长. 正如前述，这种非线性稳幅方法会引起波形失真. 这类电路的最大优点是简单，经济，但失真大，调频不便，故仅适用于振荡频率固定、精度要求又不高的场所.

2. 频率可调的移相式正弦波发生器

为了调节振荡频率，可用有源移相滤波器代替无源移相网络. 我们在第六章第一节中已经分析过，一阶有源移相滤波器的移相范围超过 90°，故用两节一阶有源移相滤波器就可获得 180° 以上的相移，若再加一级反相器，又得 180° 的相移，就能满足 360° 的振荡相位条件了. 同理，二阶有源移相滤波器的移相范围能超过 180°，所以再加一级反相器，也能满足振荡的相位条件. 在这类发生器中，改变有源滤波器的中心频率，就能方便地调节振荡频率，这是它的重大优点.

在图 7-12 中，示出了两个频率可调的移相式正弦波发生器. 图 (a) 由一阶有源移相滤波器组成，图(b)由二阶有源移相滤波器组成.

对图 7-12(a) 的电路，我们选定图中所注 a 点到输出端为主通道. 可见主通道为 A_1 和 A_2 组成的两节一阶移相滤波器，反馈通道为反相器 A_3. 显然反馈通道的频率特性为

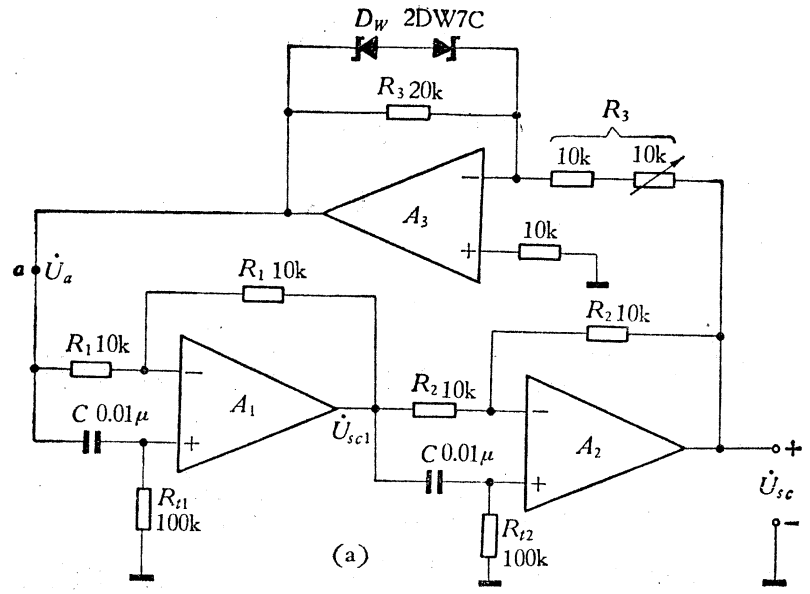
$$F(j\omega) = -1$$

这样，只要主通道的频率特性

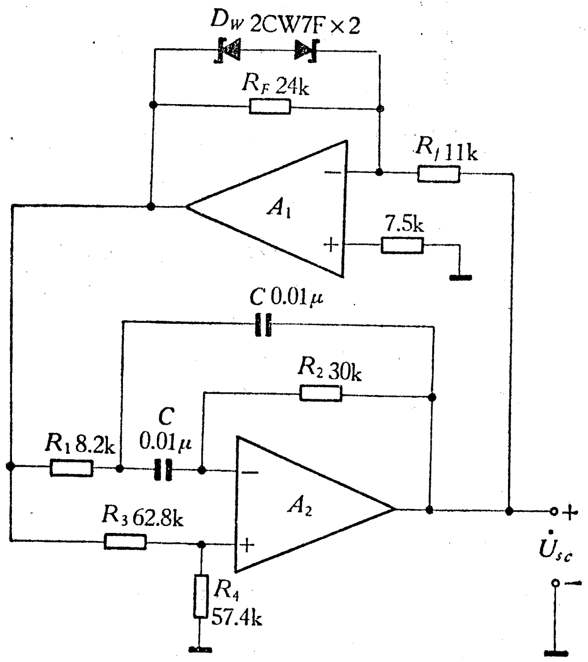
$$K(j\omega) = -1$$

则振荡条件式(7-1)就得到了满足.

据式(6-43)可得



(a)



(b)

图 7-12　频率可调的移相式正弦波发生器

(a) 由一阶移相滤波器组成；(b) 由二阶移相滤波器组成。

$$K_1(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc1}}{\dot{U}_a}=-\frac{1-j\omega R_{t1}C}{1+j\omega R_{t1}C}$$

$$K_2(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sc1}}=-\frac{1-j\omega R_{t2}C}{1+j\omega R_{t2}C}$$

上两式相乘，得主通道频率特性 $K(j\omega)$ 为

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_a}=K_1(j\omega)K_2(j\omega)$$

$$=\frac{1-\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2-j\omega C(R_{t1}+R_{t2})}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2+j\omega C(R_{t1}+R_{t2})} \tag{7-15}$$

式中

$$f_z=\frac{\omega_z}{2\pi}=\frac{1}{2\pi C\sqrt{R_{t1}R_{t2}}} \tag{7-16}$$

不难看出，当 $f=f_z$(即 $\omega=\omega_z$)时，式(7-15)右边等于-1，恰好满足 $K(j\omega)=-1$ 的要求，可见，电路将产生频率为 f_z 的正弦振荡．当取 $R_{t1}=R_{t2}=R_t$ 时，式(7-16)变为

$$f_z=\frac{\omega_z}{2\pi}=\frac{1}{2\pi R_tC}=f_0 \tag{7-17}$$

由式(6-44)可知，这个振荡频率也是一阶移相滤波器的中心频率．

这个电路的重要优点是振荡频率调节非常方便，只要改变电阻 R_{t1} 或 R_{t2}，或同时改变 R_{t1} 和 R_{t2}，都能实现调频．改变一只电阻的阻值，约可得一个数量级的频率变化．实际应用中，可用一只电阻作量程切换，实现断续调节，另一只电阻作为量程内的连续调节．其次，由式(7-15)，(7-16)和(7-17)可以看出，调频时不会影响增益幅值，故调频引起的失真很小．最后，这个电路还可产生两个相位差可控的正弦信号．据式(6-43)，$\dot{U}_{sc1}$ 相对于 $\dot{U}_a$ 的相移为

$$\Phi_1(\omega)=-\pi-2\mathrm{tg}^{-1}R_{t1}C\omega$$

$\dot{U}_{sc}$ 相对于 $\dot{U}_{sc1}$ 的相移为

$$\Phi_2(\omega)=-\pi-2\mathrm{tg}^{-1}R_{t2}C\omega$$

因为电路的工作频率为 $f_z=1/2\pi C\sqrt{R_{t1}R_{t2}}$，所以 A_2 和 A_1 的正弦输出信号之间的相位差为

$$\Delta\Phi=-\pi-2\mathrm{tg}^{-1}R_{t2}C\omega_z=-\pi-2\mathrm{tg}^{-1}\sqrt{\frac{R_{t2}}{R_{t1}}}$$

另一方面，在 $f=f_z$ 时，$\dot{U}_a$ 与 $\dot{U}_{sc}$ 之间的相位差为$-\pi$，所以两正弦输出信号之间的相位差也可表示为

$$\Delta\Phi=2\mathrm{tg}^{-1}R_{t1}C\omega_z=2\mathrm{tg}^{-1}\sqrt{\frac{R_{t1}}{R_{t2}}}$$

当 $R_{t1}=R_{t2}=R_t$ 时，$\Delta\Phi=90°$，这就是说，在 A_1 和 A_2 的两个输出信号中，一个为正弦，另一个就为余弦．在这个特定条件下，它成了一种正交正弦波发生器．

利用二阶有源滤波器作移相电路，可比上述电路少用一只组件，电路如图 7-12(b) 所示．若选二阶有源移相滤波器 A_2 为主通道，则主通道频率特性由式(6-46)表述，而反相比例运算放大器 A_1 组成的反馈通道的频率特性为

$$F(j\omega)=-\frac{R_F}{R_f}$$

所以，回路增益的频率特性为

$$K(j\omega)F(j\omega)=-\frac{R_FR_4}{R_f(R_3+R_4)}\left[\frac{1-j\dfrac{1}{Q\left(\dfrac{\omega_z}{\omega}-\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)}}{1+j\dfrac{1}{Q\left(\dfrac{\omega_z}{\omega}-\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)}}\right]$$

不难看出，当

$$\begin{cases} f=f_z=f_0=\dfrac{1}{2\pi C}\sqrt{\dfrac{1}{R_1R_2}} \\ \dfrac{R_F}{R_f}=1+\dfrac{R_3}{R_4} \end{cases} \tag{7-18}$$

时,回路增益的频率特性就能符合振荡条件式(7-1),所以这个电路能产生正弦振荡,振荡频率就是二阶移相滤波器的中心频率,显然调频也非常方便.

这个电路除了节省一只组件外,其他方面不如图(a)突出.

在实际应用中,为了保证起振,图 7-12 的两个电路的反馈通道的增益幅值都应比理论值略大一些,并应设置稳幅电路.由于移相滤波器是全通滤波器,它能通过各种频率的信号,若稳幅电路的非线性过大,波形失真将相当可观,故应仔细选择稳幅方案,图中仅示出了一种简单的稳幅方法.

四、T 型选频网络正弦波发生器

1. 双 T 选频网络正弦波发生器

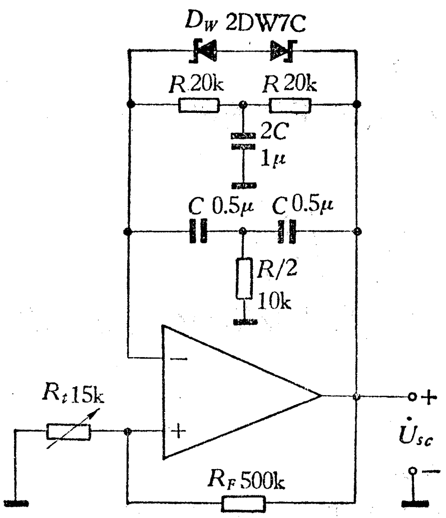


图 7-13　双 T 选频网络正弦波发生器

在双 T 选频网络中,当信号频率等于它的并联谐振频率时,阻抗变得很大,电压传输系数几乎为零.利用双 T 网络这一优良选频特性,将它并接在运算放大器的负反馈回路中,再引入适量的正反馈,就能组成选频特性十分良好的正弦波发生器,电路如图 7-13 所示.图中,正反馈强度由 R_F 和 R_t 的比值设置,稳压管 D_W 用来稳幅.

双 T 选频网络的频率特性为[4]

$$F(j\omega)=\frac{\dot U_-}{\dot U_{sc}}=\frac{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)^2}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)^2+4j\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)} \tag{7-19}$$

它的幅频特性和相频特性分别为

$$F(\omega)=\frac{\left|1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)^2\right|}{\sqrt{\left[1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)^2\right]^2+\left[4\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)\right]^2}}$$

$$\Phi_F(\omega)=\begin{cases} -\mathrm{tg}^{-1}\dfrac{4\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)^2} & \left(\text{当 } \dfrac{\omega}{\omega_z}<1\right) \\ -\pi-\mathrm{tg}^{-1}\dfrac{4\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_z}\right)^2} & \left(\text{当 } \dfrac{\omega}{\omega_z}>1\right) \end{cases}$$

式中

$$f_z=\frac{\omega_z}{2\pi}=\frac{1}{2\pi RC} \tag{7-20}$$

图 7-14 是双 T 选频网络的幅频和相频特性曲线．当 $\omega=\omega_z$ 时，$F(\omega_z)=0$，而 $\Phi_F(\omega_z)$ 则呈现突跳形式．

如果图 7-13 电路在 $f=f_z$ 处发生正弦振荡，由于这时选频网络的幅频特性等于或接近于零，所以为了满足振荡的幅值条件式(7-2)，运算放大器和 R_F，R_t 组成的主通道必须要有足够大的放大倍数．通过 R_F 和 R_t 引进正反馈，不仅能提高主通道放大倍数以满足幅值条件，而且也是满足振荡的相位条件所不可缺的．对于 $f\neq f_z$ 的其他频率的信号，通过双 T 选频网络产生较强的负反馈将其抑制，唯独频率为 f_z 的信号的负反馈最弱，几乎为零，因此电路最容易产生这种频率的振荡．

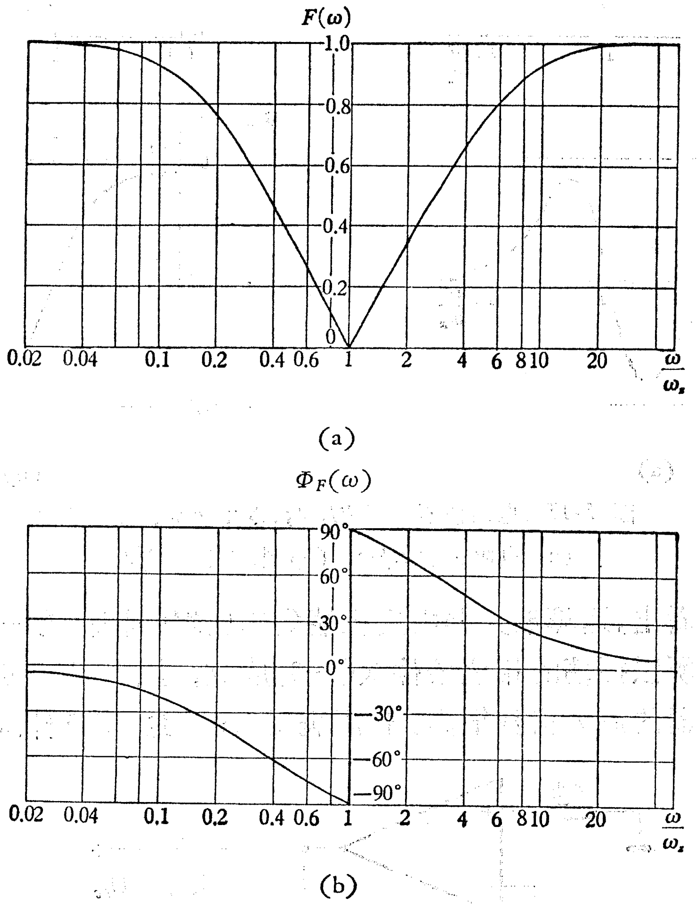


图 7-14 双 T 选频网络的频率特性

(a) 幅频特性曲线；(b) 相频特性曲线．

图 7-13 电路中的电阻 R_t 愈大，正反馈愈强，电路愈易起振，但 R_t 不宜过大，否则，波形失真严重，一般应使 R_t 比 R_F 小 10 倍以上．为了减小运算放大器的输入偏置电流的影响，应使($R_t /\!/ R_F$)等于或接近于 $2R$．这个电路的优点是简单，起振容易，但调频困难，仅适用于产生单一频率的振荡．

例如，当利用图 7-13 来产生 $f_z=20\,\text{Hz}$ 的单一频率的正弦振荡时，则由式(7-20)，可选 $R=16\,\text{k}\Omega$，$C=0.5\,\mu\text{F}$，并按 1/11 的正反馈系数和减小偏置电流影响的要求，初选 $R_t=36\,\text{k}\Omega$，$R_F=360\,\text{k}\Omega$．R_t 的实际值，应按起振方便和波形失真小的原则通过实验最后确定．

值得指出的是，式(7-19)和图 7-14 所表示的双 T 网络的频率特性都是在 R，C 参数值完全对称的情况下获得的，如果其他元件的参数不动，仅将标注为 $R/2$ 的那个电阻稍加变动，就会发现双 T 网络的相频特性将发生显著变化．图 7-15 分别画出了电阻值大于 $R/2$ 和小于 $R/2$ 两种情况下双 T 网络的频率特性．特别是图 7-15(b) 的相频特性表明，当该电阻阻值小于 $R/2$ 时，双 T 网络的相移在 $\omega=\omega_z$ 时可以达到 $-180°$，所以可用一个阻值小于 $R/2$ 的双 T 网络和运算放大器组成更简单的正弦波振荡器，电路如图 7-16 所示．

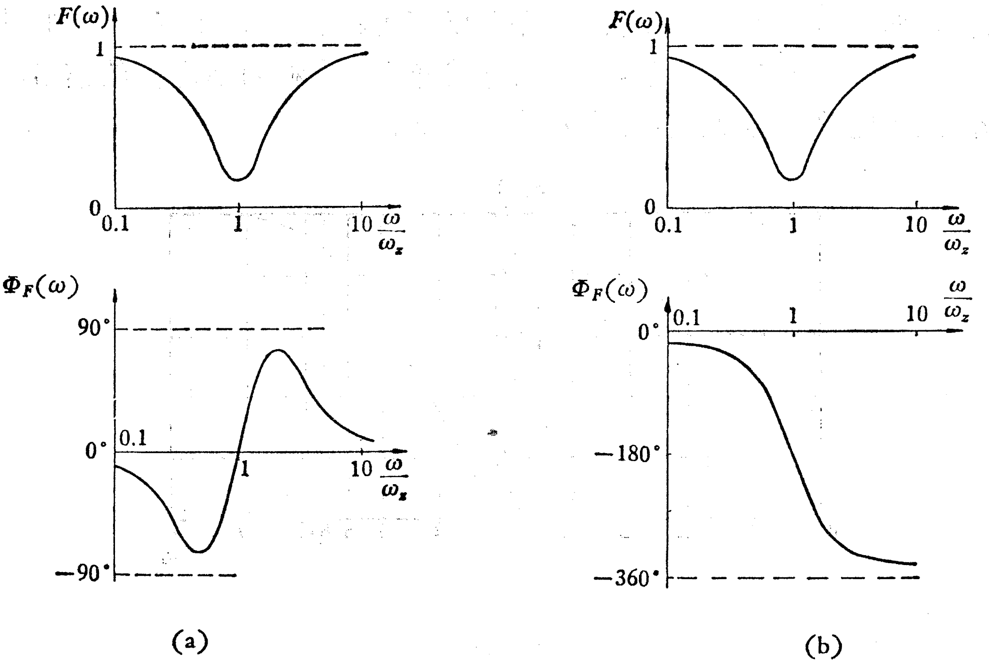


图 7-15　电阻值不等于 $R/2$ 时，双 T 网络的频率特性

(a) 电阻大于 $R/2$；(b) 电阻小于 $R/2$．

由图 7-16 不难看出，运算放大器由反相端到输出端的相移为 $-180°$，双 T 网络再提供 $-180°$ 的相移，所以振荡的相位条件式(7-3)成立，虽然双 T 网络的电压传输系数很小，但由于运算放大器的放大倍数很高，也能满足振荡的幅值条件式(7-2)．电路的振荡

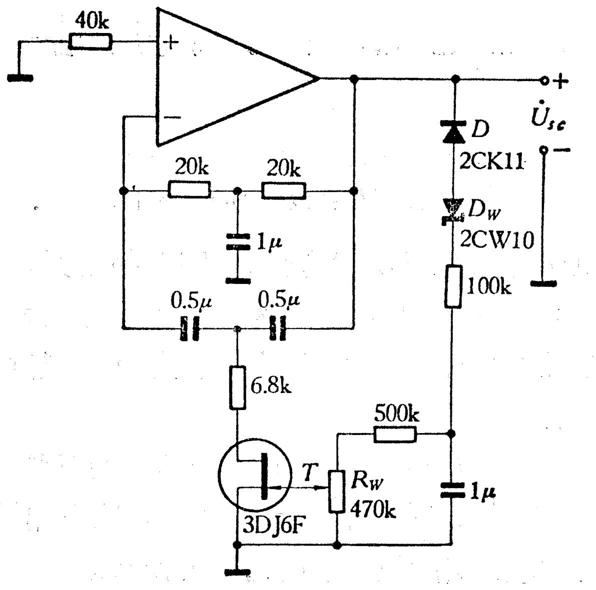
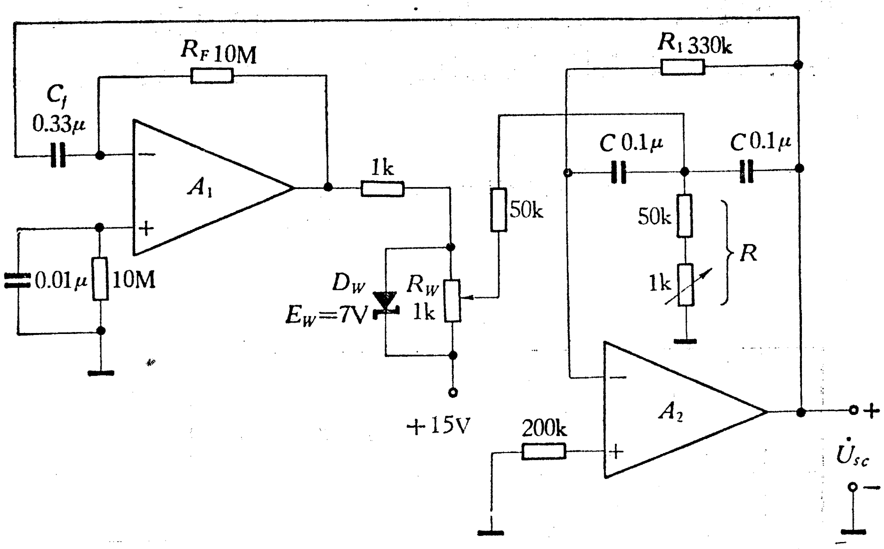


图 7-16　利用电阻值小于 $R/2$ 的双 T 网络组成的正弦波发生器

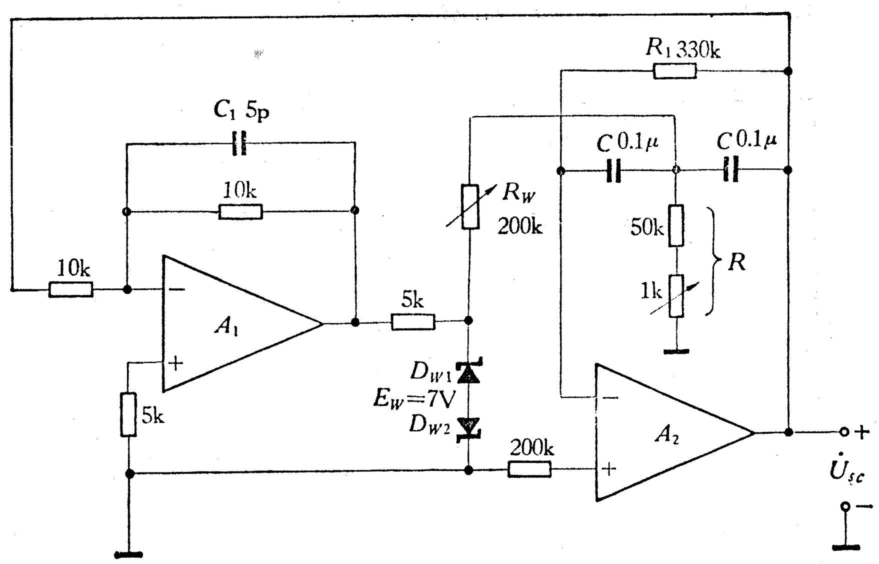
频率基本上仍由双T网络的 RC 值决定，但由于 $R/2$ 值略低，频率稍有变化，将略偏离 16 Hz 的理论计算值. 由 T，D 和 D_W 等组成的自动稳幅电路的工作原理与图 7-6 相同. 在图示参数条件下，调节电位器 R_W，振幅可从 6 V 变到 10 V 以上.

2. 频率可调的单T选频网络正弦波发生器

单T网络的选频特性虽不如双T网络，但网络的谐振频率调整方便，所以在需要调频的场所，宁可放弃双T网络而采用单T选频网络. 图 7-17 是两个具体电路[5]，图(a)既能输出正弦波，也能从 A_1 得到方波输出，但波形失真较大；图(b)仅能输出正弦波，但波形失真小.



(a)



(b)

图 7-17 振荡频率可调的单T选频网络正弦波发生器

(a) 方波调谐； (b) 对称削波正弦信号调谐.

图 7-17 电路中的 A_2 是主振运算放大器，单T选频网络就并接在它的反馈回路中. 这种单T网络的频率特性为[4]

$$F(j\omega)=\frac{\dot{U}_{-}}{\dot{U}_{sc}}=\frac{1-\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2+j\frac{2}{\sqrt{n}}\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2+j\left(\frac{2}{\sqrt{n}}+\sqrt{n}\right)\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)} \tag{7-21}$$

式中

$$\begin{cases} f_z=\dfrac{\omega_z}{2\pi}=\dfrac{1}{2\pi C\sqrt{RR_1}}=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{n}RC} \\ n=\dfrac{R_1}{R} \end{cases} \tag{7-22}$$

图 7-18 是单T选频网络的幅频特性和相频特性，同双T网络的频率特性相类似，单T网络的幅频特性也有一个最小值．而且电阻的阻值比 R_1/R 愈大(即系数 n 愈大)，则幅频特性的最小值也愈小，或者说它的选频特性愈佳．由式(7-21)不难看出，当 $\omega=\omega_z$ 时，幅频特性的幅值最小

$$F(\omega_z)=F_{\min}=\frac{2}{n+2} \tag{7-23}$$

且相移为零．

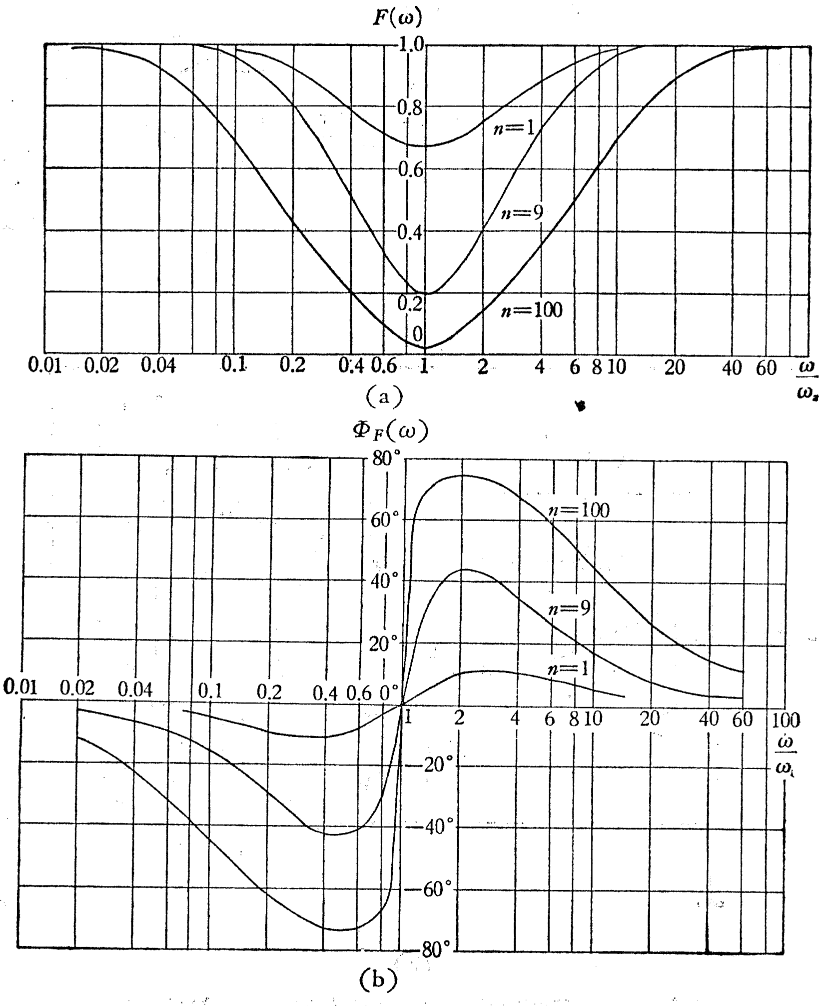


图 7-18 单T选频网络的频率特性

(a)幅频特性曲线； (b)相频特性曲线．

由此可见，当运算放大器的特性不理想时，仅将上述单T网络置于放大器的反馈回路中，还无法使振荡条件式(7-1)成立，必须引进正反馈才有可能满足振荡条件，从而获得正

弦振荡信号．图 7-17 中的两个电路都是采用外激调谐方法来实现正反馈．它们的调频范围为 $20—20\times10^3$ Hz，量程选择通过切换 C 来完成，改变 R_1 或 R 来完成量程内的频率微调，所以只须改变一个电阻参数就可调频，这是这两个电路的重大优点．

在图 7-17(a) 的电路中，除主振运算放大器 A_2 外，还设有电压比较器 A_1，由它构成零交单限比较器，它的同相端电位为零，反相端接收正弦信号 $\dot{U}_{sc}$，所以它的输出信号为方波，频率则与 $\dot{U}_{sc}$ 相同．这个方波经电平位移和稳幅后，反馈到单T选频网络，产生自激振荡．这种调谐方法不影响电路增益或带宽，故输出幅度不随振荡频率变化，振荡频率仅由单T选频网络的参数决定．电路的起振由 A_1 的反馈网络元件 R_F 和 C_f 保证．由于用方波调谐，波形失真较大，约为 0.7—2%．

如果改用图(b)所示的正弦波调谐方法，则失真可以减小．在图(b)中，A_1 不再是比较器，而是反相器，所以它的输出不再是方波，而是正弦波，该正弦信号经稳压管 D_{W1} 和 D_{W2} 削波后，变成对称削波的正弦信号，对单T选频网络施行外激调谐．一般削波 20% 即可，这时失真大约为 0.2—0.4%．调谐电压大小由 R_W 设置，过大，易于起振，元件参数和环境温度变化时，不会发生停振现象，但波形失真大．电容 C_1 用来滤掉高频噪声，确保调谐信号为单纯的削波正弦信号，以减小输出波形失真．

五、积分式正弦波发生器

积分式正弦波发生器可以输出两个相位相差 90° 的正弦波，即一个正弦信号、一个余弦信号，所以又叫做正交正弦波发生器．它的基本原理是模拟求解下列形式的二阶微分方程

$$\frac{d^2u_{sc}}{dt^2}+\omega_z^2u_{sc}=0$$

这个方程的解为

$$u_{sc}=U_m\sin(\omega_zt+\varphi)$$

式中，相位 φ 由起始条件决定．这样，凡是能模拟求解上列二阶微分方程的电路都能产生正弦信号．

解上列微分方程的最简易方法是模拟积分法，因为对上微分方程积分一次，得

$$\frac{du_{sc}}{dt}=-\omega_z^2\int u_{sc}dt$$

再积分一次，就得

$$u_{sc}=-\omega_z^2\int\left(\int u_{sc}dt\right)dt$$

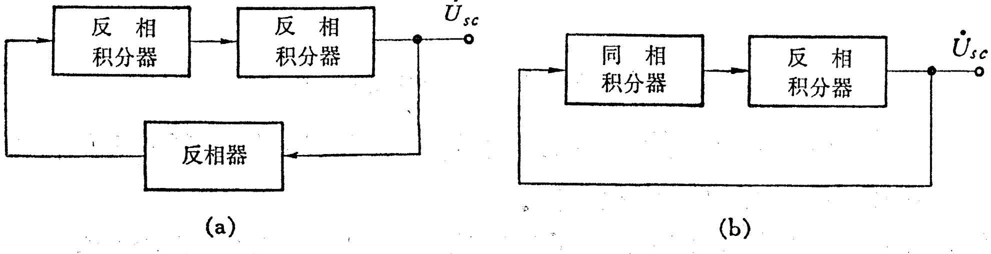


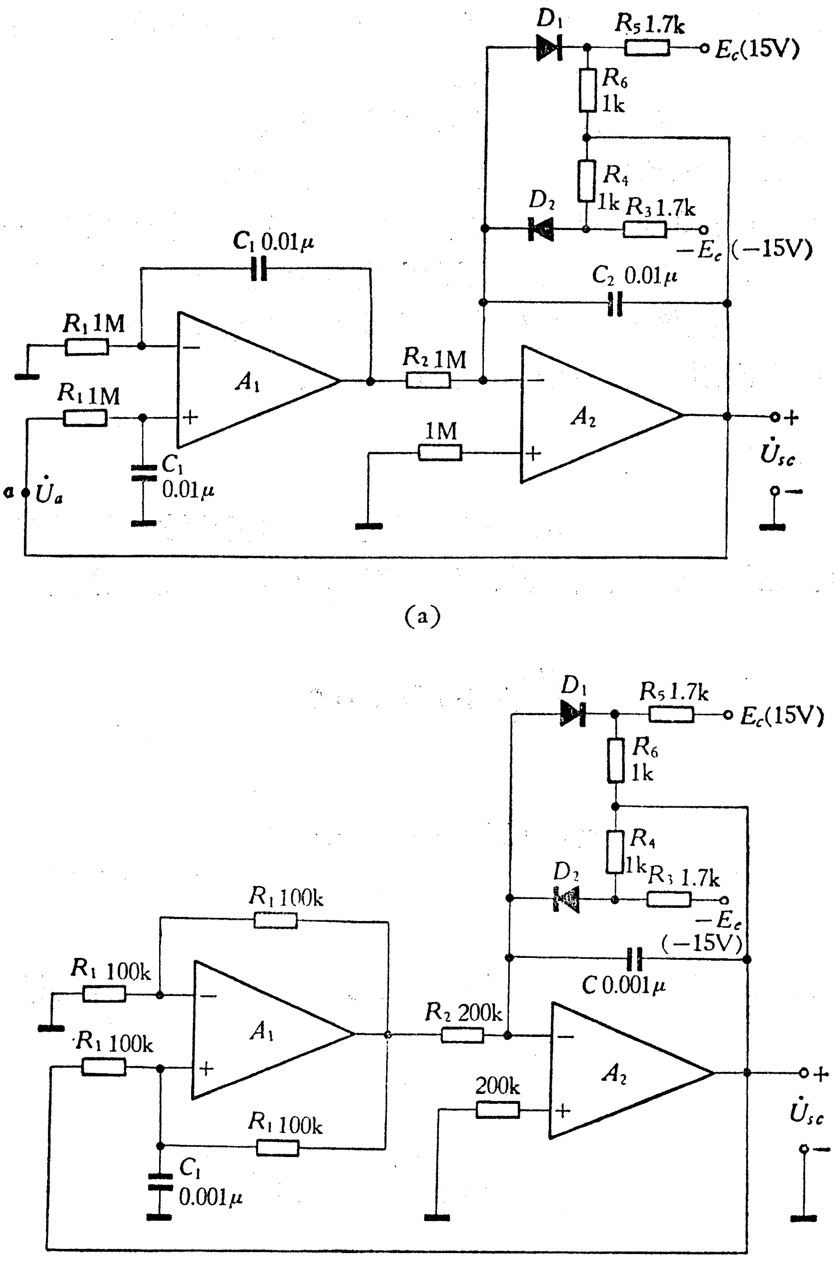
图 7-19 积分式正弦波发生器的组成框图

(a) 两个反相积分器加一个反相器； (b) 一个反相积分器加一个同相积分器．

可见，连续积分两次，便可得到 $u_{sc}=U_m\sin\omega_z t$. 据此方法组成的运算框图如图 7-19 所示.

1. 基本的积分式正弦波发生器

因为用一只运算放大器就能组成同相积分器，所以常按图 7-19(b) 的方案来组成基本的积分式正弦波发生器，这样能比图 7-19(a) 的方案少用一只组件. 图 7-20 是按这种



(a)

(b)

图 7-20 基本的积分式正弦波发生器

方案组成的两个具体电路，它们的差别仅在于所用同相积分器的形式不同. 在这两个电路中，A_1 为同相积分器，A_2 为反相积分器.

在图 7-20(a) 中，由式(5-150)和式(5-141)可得 A_1 和 A_2 的频率特性分别为

$$K_1(j\omega)=\frac{1}{j\omega R_1C_1}$$

$$K_2(j\omega) = -\frac{1}{j\omega R_2 C_2}$$

若我们选定图中所注 a 点到 $\dot{U}_{sc}$ 为主通道，则其频率特性为

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_a} = K_1(j\omega)K_2(j\omega) = \frac{1}{R_1R_2C_1C_2\omega^2}$$

而反馈通道的频率特性显然为

$$F(j\omega) = 1$$

所以，当

$$f = f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \tag{7-24}$$

时，就能满足振荡条件式(7-1)，并产生频率为 f_z 的正弦振荡．若选用

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = R \\ C_1 = C_2 = C \end{cases}$$

则上式变为

$$f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \tag{7-25}$$

为了易于起振，通常使 A_1 同相端的输入回路电阻略大于反相端输入回路的电阻，以加强正反馈．大得愈多，起振愈易，参数和外界条件变化不易造成停振，但波形失真也增大．

图 7-20(b) 的电路与(a)的差别仅在于同相运算放大器 A_1 不同，由式(5-148)，得

$$K_1(j\omega) = \frac{2}{j\omega R_1C_1}$$

所以它的振荡频率为

$$f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2}{R_1R_2C_1C_2}} \tag{7-26}$$

若选用

$$\begin{cases} R_2 = 2R_1 = 2R \\ C_1 = C_2 = C \end{cases}$$

则振荡频率可用式(7-25)计算．

为了易于起振，可使 A_1 正反馈回路中的反馈电阻略小于输入回路电阻，以加强正反馈．

这两个电路的优点是简单，但因采用简单限幅方法，波形失真较大． 工作频率低于 10 kHz．

2. 失真的减小

改进图 7-20 中的稳幅方法，就能减小失真． 若用场效应管的压控电阻效应来稳幅，则不仅可减小失真，而且起振更方便．

图 7-21 电路的稳幅原理与图 7-6 完全相同，稳幅电路参数的选择原则也一样，故不再赘述． 由于稳幅电路采用了整流滤波技术，所以这个电路适合于产生单一振荡频率的正弦信号．电位器 R_W 用来起振和调幅，调幅范围在 10 V 以上．

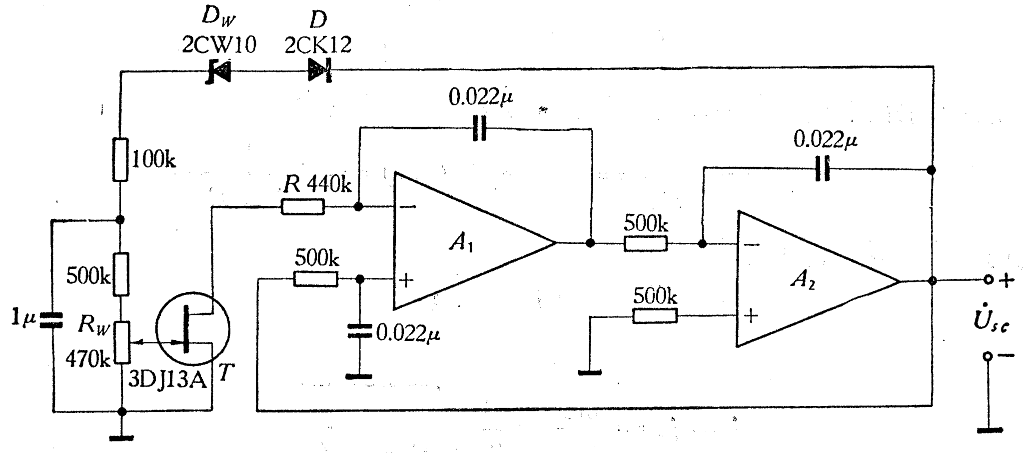


图 7-21 采用场效应管稳幅的积分式正弦波发生器

3. 调幅方法

图 7-21 的调幅方法有两个缺点，一是调幅范围不宽，另一个更为严重的缺点是调幅与波形失真要求相互矛盾. 为此，可像图 7-8 和图 7-9 那样，把误差放大器或乘法器加入基本电路中来实现调幅.

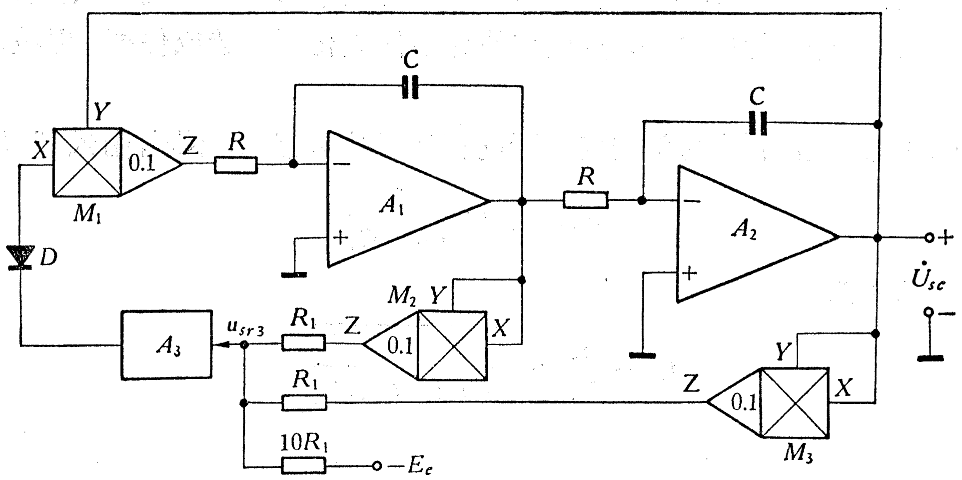


图 7-22 利用乘法器调幅的积分式正弦波发生器

在图 7-22 中[6]，积分器 A_1 和 A_2、以及乘法器 M_1 组成基本的积分式振荡电路，调幅和稳幅电路则由检零放大器 A_3、乘法器 M_2 和 M_3 组成. 电路处于平衡状态时，A_3 的输入电压为零，输出电压为 -10 V，这样，乘法器 M_1 对它的 Y 输入端的信号而言，如同一个增益幅值为一的反相器，所以电路满足振荡条件，振荡频率 f_z 的表达式与式(7-25)相同. 这时，A_1 的输出信号为余弦，A_2 的输出信号为正弦

$$u_{sc1} = U_m \cos \omega_z t$$

$$u_{sc} = U_m \sin \omega_z t$$

由于乘法器 M_2 和 M_3 均作为平方器用，所以检零放大器 A_3 的输入电压为

$$21u_{sr3} = u_{sc1}^2 + u_{sc}^2 - E_e = U_m^2 - E_e$$

可见，当

$$U_m = \sqrt{E_e} \tag{7-27}$$

时，$u_{sr3} = 0$，符合电路的平衡条件，这时，输出电压的振幅为 $\sqrt{E_e}$. 若 $U_m \neq \sqrt{E_e}$，则

$u_{sr3} \neq 0$，A_3 的输出电压将偏离 -10 V 的平衡点，从而改变乘法器 M_1 的增益系数，使振荡电路的回路增益或大于一或小于一，直至 U_m 重新回到 $\sqrt{E_e}$ 为止.

显然，若检零放大器 A_3 的增益较大，振幅的调整速度就快，稳幅精度也高，但过大会使调整过程不稳定，故增益值应适当．这个发生器的稳幅电路中没有整流滤波部分，故能获得较宽的调频范围，且波形失真和稳幅质量都较佳． 改变 E_e 就可以在不影响 f_z 的情况下达到调幅目的．若 E_e 为交流信号，则在输出端可得调幅正弦波.

4. 其他形式的正交振荡器

不用两次积分，只需将二阶低通滤波器与积分器组成自激回路，也能获得正交振荡波形，电路如图 7-23 所示．由于低通滤波器有抑制高次谐波的能力，所以采用简单稳幅方法，这种电路的波形失真也很小.

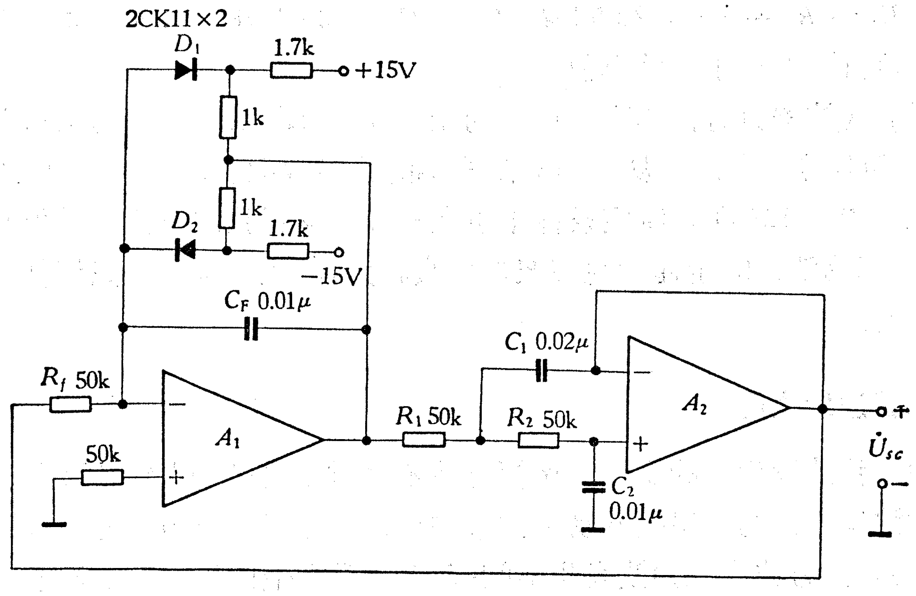


图 7-23 采用低通滤波器的正交正弦波发生器

在图 7-23 的电路中，A_2 为二阶低通滤波器，它的频率特性由式（6-4）决定，但 $K_F=1$．所以由 A_1 和 A_2 组成的主通道的频率特性为

$$K(j\omega) = K_1(j\omega)K_2(j\omega)$$

$$= \frac{1}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2+2\zeta\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right)}\left(-\frac{1}{j\omega R_f C_F}\right)$$

$$= \frac{1}{2\zeta R_f C_F \frac{\omega^2}{\omega_n} + j\omega R_f C_F\left[\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 - 1\right]}$$

由于反馈通道频率特性为一，所以当上式右边分母中实部为一、虚部为零时，满足振荡条件，考虑到式(6-7)，可得

$$\begin{cases} f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \\ R_fC_F = C_1(R_1/\!/R_2) \end{cases} \tag{7-28}$$

若取

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = R \\ C_1 = 2C_2 = 2C_F = 2C \end{cases}$$

上式变为

$$\begin{cases} f_z = f_n = f_0 = \dfrac{\sqrt{2}}{4\pi RC} \\ R_f = R \end{cases} \tag{7-29}$$

由式(6-7)不难看出，这时的二阶低通滤波器的阻尼系数为 $\zeta=1/\sqrt{2}$，可见，振荡频率就是二阶低通滤波器的截止频率.

例如，当用图 7-23 的电路来组成 $f_z = 500\ \text{Hz}$ 的正交振荡器时，若采用 $\zeta=1/\sqrt{2}$ 的二阶低通滤波器，则按式(7-29)可取

$$R = 22.5\ \text{k}\Omega \quad C = 0.01\ \mu\text{F}$$

所以有

$$R_1 = R_2 = R_f = 22.5\ \text{k}\Omega \quad C_2 = C_F = 0.01\ \mu\text{F} \quad C_1 = 0.02\ \mu\text{F}$$

为了易于起振，可使 R_f 略小于计算值.

考虑到低通滤波器具有抑制高次谐波的能力，除了图示稳幅方法外，也可采用其他简单的稳幅方法，而且输出电压应从低通滤波器A_2的输出端取出，以获得波形失真小的信号.

此外，虽然图 7-12(a) 在特定条件下也是一种正交正弦波发生器，但它和本电路相比，不仅因为移相滤波器的全通特性使波形失真较大，而且还多用一只组件，故图 7-23 电路有更多的长处.

六、间接式正弦波发生器

上述各种正弦波发生器的稳幅和调幅方法不是过于复杂，就是引起波形失真. 考虑到方波或三角波发生器的输出幅度易于调节和稳定，故可通过方波-正弦波或三角波-正弦波的变换电路，由方波或三角波发生器间接获得可调幅和稳幅的正弦波，称为间接式正弦波发生器.

在下述电路中的方波和三角波发生器仅用框图表示，详细电路将在本章第二节中讨论.

1. 方波-正弦波发生器

方波的频谱很宽，它包含有一系列谐波分量，但如果设计一个带通滤波器，使其中心频率等于方波的基波频率，则当方波作为它的输入信号时，它只让基波通过，其他谐波都将

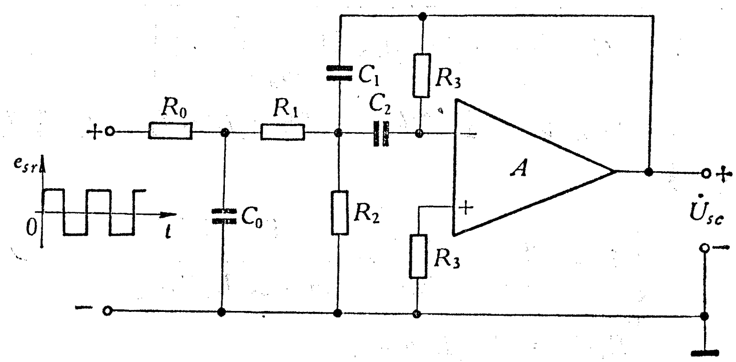


图 7-24 方波-正弦波发生器

被强烈抑制，因而可从带通滤波器的输出端得到正弦信号，这就是方波-正弦波变换原理。

图 7-24 是利用上述方法组成的方波-正弦波发生器，它包括一节无源低通滤波器 R_0C_0 和一个二阶有源带通滤波器 A. 设方波信号的基波频率为 f_z，二阶带通滤波器的中心频率为 f_0，若使两者相等，据式(6-32)，在 $C_1=C_2=C$ 的条件下，得

$$f_z=f_0=\frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{1}{R_3}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)} \tag{7-30}$$

这样，方波中的高次谐波被低通滤波器 R_0C_0 抑制后，再经带通滤波器 A 选频，在输出端就只剩下频率为 f_z 的基波了，从而完成了方波-正弦波变换。显然，低通滤波器必须让基波通过，所以应使

$$[(R_1+R_2)/\!/R_0]C_0<\frac{1}{2\pi f_z}$$

为了减小失真，带通滤波器的品质因数 Q 要高。若二阶带通滤波器的 Q 值不能满足要求时，则应选用更高阶的带通滤波器。采用二阶带通滤波器，失真约可小于 1%.

这种方案要求方波振荡频率 f_z 与带通滤波器的中心频率 f_0 精密相等，因此不易调频。

2. 三角波-正弦波发生器

(1) 二极管正弦函数发生器

一条曲线可用斜率不同的若干段直线来近似。例如，在图 7-25 中，用四段直线可近似四分之一周期的正弦函数。显然，只要分段合理，则段数愈多，由各折线组成的特性就愈能精确地近似原来的曲线。这就是二极管正弦函数发生器所依据的数学原理。

图 7-26 是一个具体的二极管正弦函数发生器[7]. 它的输入信号是三角波 e_{sr}，在一个周期里，它用十六段直线来近似正弦曲线，即每四分之一周期用四段直线近似，如图 7-25 所示。在正弦波的前四分之一周期里，随着三角波输入电压由零变到负的峰值，近似线段的斜率逐段减小，反映在电路上就是二极管 D_1，D_2 和 D_3 逐个导通，引起运算放大器的闭环增益幅值逐段下降。在 $T_z/4$ 到 $T_z/2$ 的四分之一周期里，随着三角波由负的峰值变到零，D_3，D_2 和 D_1 又逐个截止，引起闭环增益在数值上逐段加大。同理，在正弦波的负半周中，即随着三角波由零变到正峰值，随后又再回到零，将由二极管 D_1'，D_2' 和 D_3' 的导通或截止来影响各近似线段的斜率。

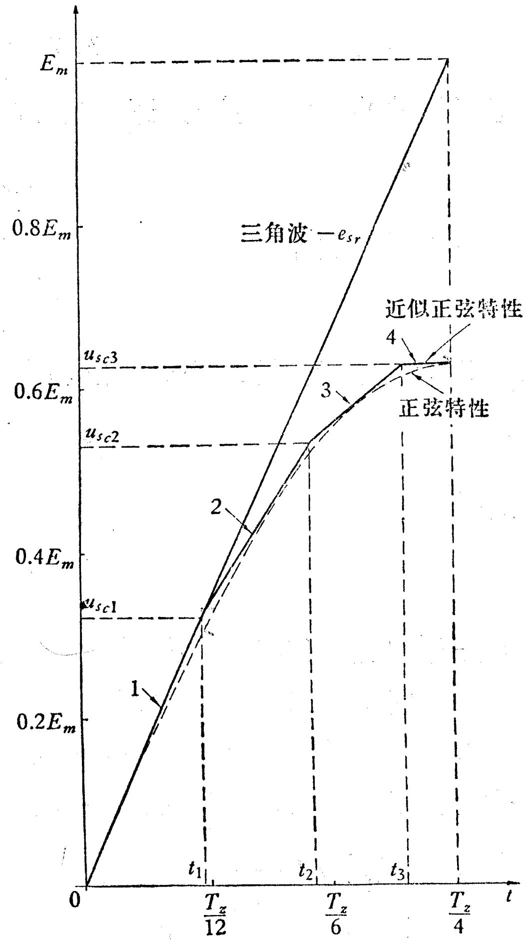


图 7-25 用折线近似正弦曲线的方法
(仅示出四分之一周期)

设输入三角波的周期为 T_z，幅值为 E_m，这样，三角波的正斜率可表示为 $4E_m/T_z$. 显然，

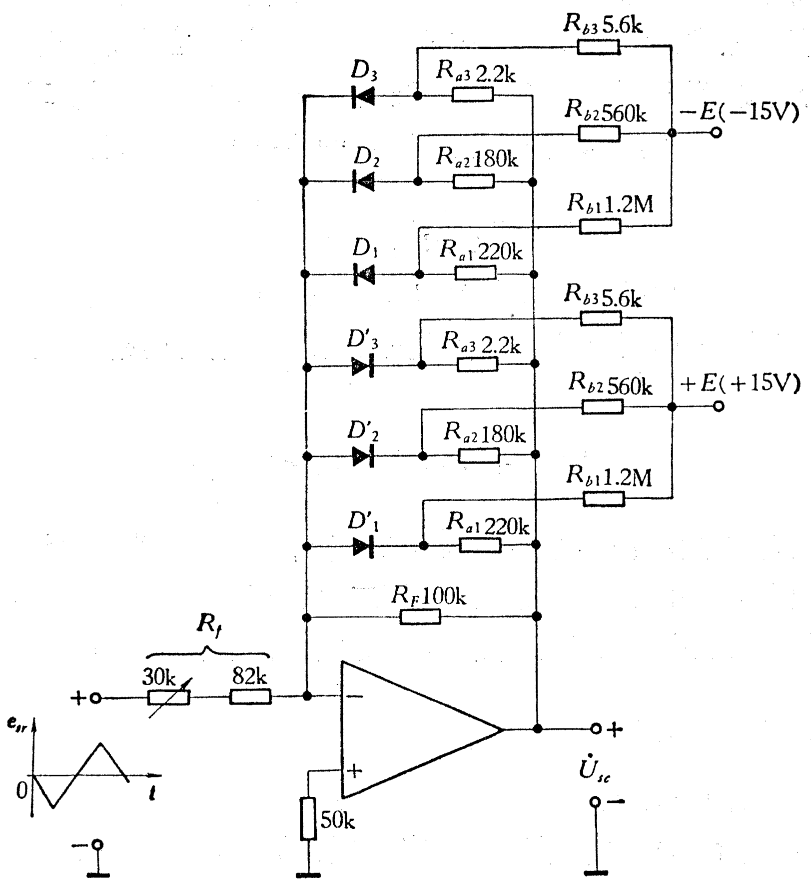


图 7-26　二极管正弦函数发生器

输出正弦波的周期必然与三角波的周期相同，所以输出电压可表示为

$$u_{sc} = U_m \sin \frac{2\pi}{T_z} t$$

在 $t = 0$ 时的斜率为

$$\left.\frac{du_{sc}(t)}{dt}\right|_{t=0} = \frac{2\pi U_m}{T_z}$$

在图 7-25 中，若使折线的第一段斜率与三角波的斜率在数值上相等，则有

$$\frac{4E_m}{T_z} = \frac{2\pi U_m}{T_z}$$

由此得

$$U_m = \frac{2}{\pi} E_m \approx 0.635\, E_m \tag{7-31}$$

可见，三角波幅值与输出正弦波幅值之间的关系由第一段近似线段的斜率的取值决定.

根据变换要求，各段直线的性能参数可用作图法或解析法求得．按图 7-25 中的符号，四分之一周期中的四段直线的区间分别为 $0—U_{sc1}$，$U_{sc1}—U_{sc2}$，$U_{sc2}—U_{sc3}$ 和 $U_{sc3}—U_{sc4}$ $(=U_m)$，它们对应的斜率分别为 U_{sc1}/t_1，$(U_{sc2}-U_{sc1})/(t_2-t_1)$，$(U_{sc3}-U_{sc2})/(t_3-t_2)$ 和 $(U_m-U_{sc3})\bigg/\left(\dfrac{T_z}{4}-t_3\right)$．通常把每段直线的起始电压叫做转折电压，为了获得上述各段的转折电压值，图 7-26 的电路元件参数应满足

$$U_{scn} - \frac{R_{an}}{R_{an}+R_{bn}}(U_{scn}+E) = U_D$$

简化得

$$U_{scn}=\left(1+\frac{R_{an}}{R_{bn}}\right)U_D+\frac{R_{an}}{R_{bn}}E \qquad (n=1, 2, 3) \tag{7-32}$$

当 $E \gg U_D$，上式变为

$$U_{scn}\approx U_D+\frac{R_{an}}{R_{bn}}E \tag{7-33}$$

即

$$\begin{cases} U_{sc1}\approx U_D+\dfrac{R_{a1}}{R_{b1}}E \\ U_{sc2}\approx U_D+\dfrac{R_{a2}}{R_{b2}}E \\ U_{sc3}\approx U_D+\dfrac{R_{a3}}{R_{b3}}E \end{cases} \tag{7-34}$$

为了得到各段直线的规定斜率，电路元件参数还应满足

$$\begin{cases} \dfrac{U_{sc1}}{t_1}=\dfrac{4E_m}{T_z}=\dfrac{R_F}{R_f}\left(\dfrac{4E_m}{T_z}\right) \\ \dfrac{U_{sc2}-U_{sc1}}{t_2-t_1}=\dfrac{R_F/\!/R_{a1}}{R_f}\left(\dfrac{4E_m}{T_z}\right) \\ \dfrac{U_{sc3}-U_{sc2}}{t_3-t_2}=\dfrac{R_F/\!/R_{a1}/\!/R_{a2}}{R_f}\left(\dfrac{4E_m}{T_z}\right) \\ \dfrac{U_m-U_{sc3}}{\dfrac{T_z}{4}-t_3}=\dfrac{R_F/\!/R_{a1}/\!/R_{a2}/\!/R_{a3}}{R_f}\left(\dfrac{4E_m}{T_z}\right) \end{cases} \tag{7-35}$$

由式(7-34)和(7-35)可确定电路的全部电阻参数. 输入回路中的电位器用以补偿元件公差，动端位置由实验调定.

这种电路的优点是原理简单，通用性强，可用来产生各种非线性函数，它的变换精度可以通过近似线段数目的增减加以选择，缺点是计算比较烦琐.

(2) 场效应管正弦函数发生器

利用场效应管输出特性 $I_D(U_{DS})$ 的非线性关系，不仅可以简化三角波-正弦波的变换电路，而且失真可小于 0.4%.

图 7-27(a) 是场效应管正弦函数发生器，它具有反相结构，反馈回路元件为纯电阻 R_F，因此，只要三角波输入电压与输入回路电流(即场效应管的漏极电流)有正弦关系，则输出电压与输入电压之间就存在正弦关系.

在初步分析图 7-27 的电路时，可先认为 R_W 等于零，这样，场效应管 T 的漏-源电压 U_{DS} 就等于输入电压了. 输入三角波的最大幅值应低于 U_{DSm} (见图 7-27 b)，因为在这个区域中，U_{DS} 和 I_D 有较好的正弦关系，有利于减小输出波形失真. 三角波输入电压同时加到 R_1, R_2, D_1 和 D_2 组成的栅极电位分配电路中，在三角波为负时，D_1 导通，栅-漏电压等于二极管的正向压降 U_D，在三角波为正时，D_2 导通，若 D_1 和 D_2 相互匹配，则栅-源电压同样等于 U_D，考虑到结型场效应管的漏、源极之间具有互换性，故三角波反极性时，仅管中电流方向变化，但变化规律相同，可见，在三角波的一个周期中，在输入回路中就形成了一个完整的正弦电流波形.

因此，场效应管 T 及其栅偏电路可以等效成一个非线性电阻，它的伏安特性与四分之一周期的正弦曲线相近. 为了使它更接近于正弦，可串入一线性电阻 (R_W)，调节 R_W 的大

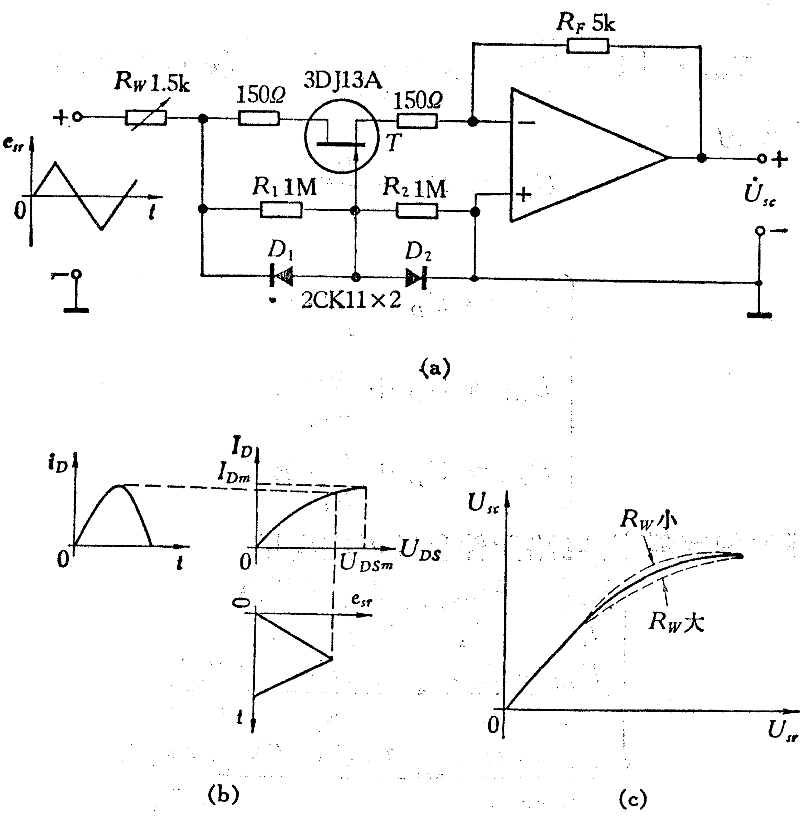


图 7-27　场效应管正弦函数发生器

(a) 电路；(b) 场效应管对三角波的响应波形；(c) 输出-输入关系曲线.

小,可对曲线进行校正,如图 7-27(c) 所示. 实际调正时, 将 R_W 滑动端置于中间位置,先调整三角波幅值,使输出接近正弦,再调 R_W, 使波形失真减小. 重复上述步骤, 直到失真最小为止.

这个电路的最高工作频率由所用运算放大器的带宽和上升速率决定. 对三角波信号电压的要求首先是线性度和对称性都应良好, 其次是应具有一定的带负载能力. 这个函数发生器的具体应用见图 8-9.

(3) 模拟近似计算法

一个正弦函数 $\sin x$ 在点 $x=0$ 的邻域上可展成下列幂级数

$$\sin x = x - \frac{1}{3!}x^3 + \frac{1}{5!}x^5 - \frac{1}{7!}x^7 + \frac{1}{9!}x^9 - \cdots$$

若取前两项近似,得

$$y = \sin x \approx x - \frac{1}{6}x^3 \tag{7-36}$$

这样,可用两个乘法器和一个反相比例运算放大器来模拟计算这个方程,从而得到正弦输出信号,电路如图 7-28 所示[3]. 这个方案的主要优点是易于集成化,便于广泛应用.

图 7-28 电路中的乘法器 M_1 作平方器用, 它的输出为 $0.1e_{sr}^2$, 此信号再和输入信号一起由乘法器 M_2 求积,得 $-0.01e_{sr}^3$, 所得信号再与输入信号一起由 A 求和,最后得

$$\begin{aligned} u_{sc} &= -\frac{R_F}{R_{f1}}e_{sr} + 0.01\frac{R_F}{R_{f2}}e_{sr}^3 \\ &= -\left(\frac{R_F}{R_{f1}}e_{sr} - 0.01\frac{R_F}{R_{f2}}e_{sr}^3\right) \end{aligned} \tag{7-37}$$

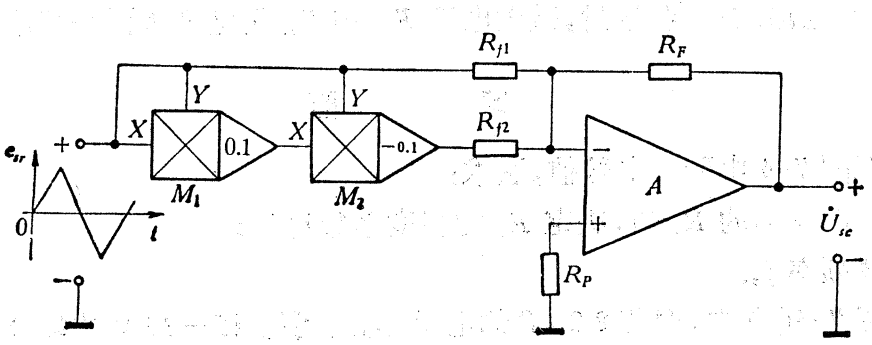


图 7-28 采用模拟计算的三角波-正弦波发生器

这样，我们就得到了与式(7-36)完全相似的结果，在式(7-36)中，x 是时间的线性函数，在式(7-37)中，在半个周期里，三角波 e_{sr} 也是时间的线性函数，所以适当选择比例系数，就能在电路的输出端获得正弦信号。

比例系数的选择可按下列方法进行：

设 X_m 和 Y_m 分别代表 x 和 y 的最大值，则式(7-36)可改写为

$$Y_m\left(\frac{y}{Y_m}\right)=X_m\left(\frac{x}{X_m}\right)-\frac{X_m^3}{6}\left(\frac{x}{X_m}\right)^3$$

或

$$\frac{y}{Y_m}=\frac{X_m}{Y_m}\left(\frac{x}{X_m}\right)-\frac{X_m^3}{6Y_m}\left(\frac{x}{X_m}\right)^3$$

同样，若三角波和正弦波的幅值分别为 E_m 和 U_m，则式(7-37)可改写成

$$-\left(\frac{u_{sc}}{U_m}\right)=\frac{R_F}{R_{f1}}\frac{E_m}{U_m}\left(\frac{e_{sr}}{E_m}\right)-0.01\frac{R_F}{R_{f2}}\frac{E_m^3}{U_m}\left(\frac{e_{sr}}{E_m}\right)^3$$

可见，图 7-28 电路完全模拟式(7-36)的条件为

$$\begin{cases}\dfrac{R_F}{R_{f1}}\dfrac{E_m}{U_m}=\dfrac{X_m}{Y_m}\\ 0.01\dfrac{R_F}{R_{f2}}\dfrac{E_m^3}{U_m}=\dfrac{X_m^3}{6Y_m}\end{cases}\tag{7-38}$$

由于 $X_m=\frac{\pi}{2}$，所以 y 的最大值 Y_m 为

$$Y_m=\frac{\pi}{2}-\frac{1}{6}\left(\frac{\pi}{2}\right)^3\approx 0.925$$

根据集成运算放大器输出电压的一般工作范围，选取

$$E_m=U_m=10\ \text{V}$$

这样，由式(7-38)可得电路元件参数关系为

$$\begin{cases}\dfrac{R_F}{R_{f1}}\approx 1.7\\ \dfrac{R_F}{R_{f2}}\approx 0.7\end{cases}\tag{7-39}$$

按式(7-39)设置反相比例运算放大器的比例系数，电路就能将三角波变换为正弦波，两者的频率和幅值都相等。

正弦函数近似式(7-36)的误差较大，最大值时的误差达 7.5%。利用实验调整方法可

以提高图 7-28 电路的精度，这时，微调电阻 R_{f1} 和 R_{f2} 可把最大误差减小到 1.35%.

习　　题

题 7-1 根据图 7-4 中所注参数值，试求：

(1) 两个电路中的 R_T 值，决定 R_T 的温度系数符号；

(2) 振荡频率 f_z.

题 7-2 在图 7-5(a) 中，调节 8.2 kΩ 的电位器，约可得 15—30 V 的峰-峰值调幅范围，试分析调幅原理.

题 7-3 根据图 7-6 和图 7-8 中所注参数，试求：

(1) 振荡频率 f_z；

(2) 正常工作时，场效应管的 r_{DS}；

(3) 分析利用电位器 R_W 实现调幅的工作原理；

(4) 滤波时间常数.

题 7-4 设计一个 $f_z = 1000$ Hz，幅值 $U_m \approx 10$ V，并能稳幅的文氏电桥正弦波发生器.

题 7-5 按表5-3的组件参数，设计一个可调频的文氏电桥正弦波发生器，算出调频范围.

题 7-6 计算图 7-12 的性能参数，并选择图(a)的元件参数，使它的性能参数与图(b)相同.

题 7-7 计算图 7-13 的 f_z 和 U_m，分析 R_t 的阻值对波形的影响.

题 7-8 计算图 7-21 的性能参数，并选择图 7-23 的元件参数，使其性能参数与图 7-21 相同.

题 7-9 图 7-26 电路中的 R_f 若为 100 kΩ，$E_m = 10$ V，试据图中元件参数，求各近似线段的转折电压和斜率，并绘制近似特性的波形.

题 7-10 设计 f_z 分别为 10 Hz 和 100 Hz，并具有自动稳幅电路的正弦波发生器各一个.

第二节　方波和三角波发生器

一、方波发生器

在一个上、下门限电位和输出高低电位大小相等、方向相反的迟滞比较器中，增加一条 RC 负反馈回路，就组成了一个简单的方波发生器，电路如图 7-29 所示.

图 7-29 的方波发生器由通用集成运算放大器组成，输出端接有二极管-稳压管桥路限幅电路，R_0 为限流电阻，防止放大器过载. 由于采用同一桥路限幅，在四个二极管匹配的条件下，它们的正向压降都为 U_D，这就保证了高、低输出电位大小相等，方向相反，即

$$\begin{cases} E_g = E_W + 2U_D \\ E_d = -(E_W + 2U_D) \end{cases} \tag{7-40}$$

式中，E_W 为稳压管 D_W 的稳定电压，利用图示型号，可得 $E_g = -E_d \approx 7.4$ V.

图中的比较器结构是基型迟滞比较器，具有下行迟滞特性. 由式(6-93)可知，在高、低输出电位大小相等、方向相反的条件下，要得到大小相等、方向相反的上、下门限电位，只能使图 6-38(a) 中的 $E_j = 0$，这时，比较器的上、下门限电位和门限宽度分别为

$$
\begin{cases}
E_{ms} = \dfrac{R_t}{R_t + R_F} E_g = \dfrac{R_t}{R_t + R_F}(E_W + 2U_D) \\
E_{mx} = \dfrac{R_t}{R_t + R_F} E_d = -\dfrac{R_t}{R_t + R_F}(E_W + 2U_D) \\
\Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_t + R_F}(E_g - E_d) = \dfrac{2R_t}{R_t + R_F}(E_W + 2U_D)
\end{cases}
\tag{7-41}
$$

不难看出，E_{ms} 和 E_{mx} 已是大小相等、方向相反的了.

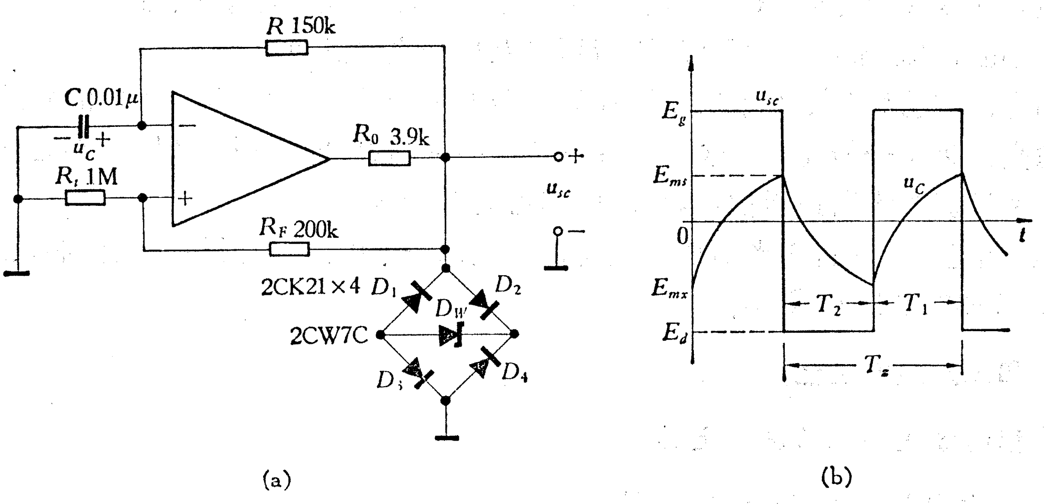


图 7-29 简单的方波发生器

(a) 电路($E_g = -E_d$, $E_{ms} = -E_{mx}$); (b) 波形.

当 $u_{sc} = E_g$，负反馈回路的 RC 电路将充电，电容两端的电压，亦即反相端电压 u_- 将按指数规律上升，当达到 E_{ms} 时，输出状态转换，u_{sc} 由 E_g 突跳到 E_d，电容随即反向充电，当 u_- 下降到 E_{mx}，u_{sc} 又从 E_d 突变为 E_g，C 又开始正向充电. 上述过程周而复始，就形成了自激振荡，波形如图 7-29(b) 所示，

显然，RC 负反馈回路在 E_g 作用下，电容两端电压由 E_{mx} 充电到 E_{ms} 所需的时间 T_1，加上在 E_d 作用下，由 E_{ms} 放电到 E_{mx} 所需的时间 T_2，就是这个振荡器的周期 T_z. 由 RC 电路理论可知，起始值为 E_{mx}，在阶跃电压 E_g 作用下的充电过程可表述为

$$
u_C = u_- = E_g + (E_{mx} - E_g)e^{-\frac{t}{RC}}
$$

当上式中的 u_- 达到 E_{ms} 所需的时间，就是 T_1，据此可得

$$
E_{ms} = E_g + (E_{mx} - E_g)e^{-\frac{T_1}{RC}}
$$

解之得

$$
T_1 = RC \ln \frac{E_g - E_{mx}}{E_g - E_{ms}} \tag{7-42}
$$

将式(7-41)代入上式，得

$$
T_1 = RC \ln\left(1 + \frac{2R_t}{R_F}\right)
$$

同理，可得

$$
T_2 = RC \ln \frac{E_d - E_{ms}}{E_d - E_{mx}} \tag{7-43}
$$

代入具体参数，得

$$T_2 = RC\ln\left(1+\frac{2R_t}{R_F}\right)$$

这样，振荡频率 f_z 可表述为

$$f_z = \frac{1}{T_z} = \frac{1}{T_1+T_2} = \frac{1}{2RC\ln\left(1+\frac{2R_t}{R_F}\right)} \tag{7-44}$$

由此可见，改变 R 或比值 R_t/R_F 的大小，就能调节振荡频率 f_z；方波的幅值则通过选择 D_W 的稳定电压 E_W 来调整，两者的设置可以互相独立地进行.

输出方波的前后沿陡度取决于运算放大器的上升速率 SR，SR 愈大，前后沿愈陡，方波质量愈高. 采用一般元件，这个电路在 $f_z = 10—10^4$ Hz 的频率范围内都能良好工作，若对元件和运算放大器适当挑选，最高频率可达 10^5 Hz.

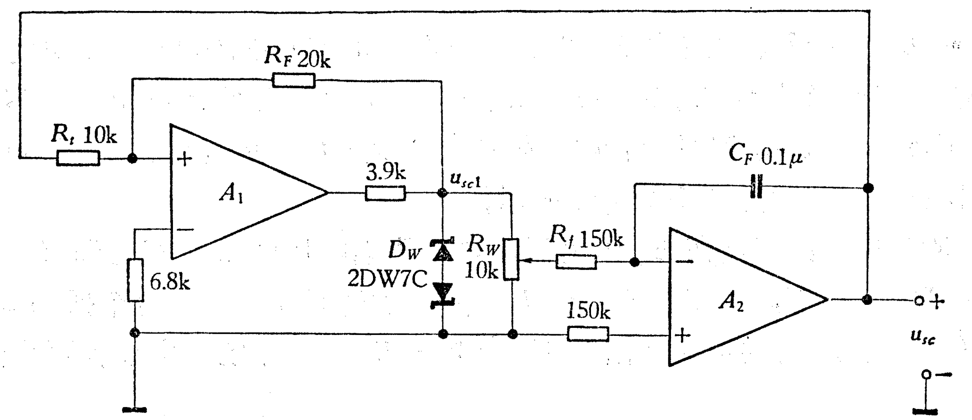
这是一个基础电路，适当增加一些元件或改动一下电路，就能组成其他形式的波形发生器，如图 7-33 和 7-34 所示.

二、方波和三角波发生器

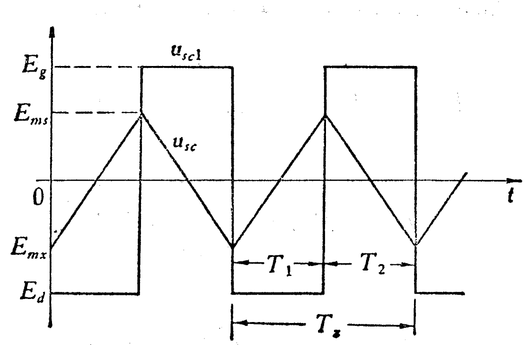
1. 典型的方波和三角波发生器

(1) 对称的方波和三角波发生器

对称的方波和三角波发生器由迟滞比较器和积分器组成. 典型电路和波形如图 7-30



(a)



(b)

图 7-30 对称的方波和三角波发生器

(a) 电路； (b) 波形.

所示，图中，A_1 组成基型迟滞比较器，A_2 组成反相积分器，它们共同组成正反馈回路，形成自激振荡，由 A_1 输出方波，A_2 输出三角波.

图 7-30 电路中的基型迟滞比较器 A_1 具有上行迟滞特性，它的基准电压 $E_j = 0$，它的高、低输出电位由稳压管 D_W 的稳定电压 E_W 决定，为

$$\begin{cases} E_g = E_W \\ E_d = -E_W \end{cases} \tag{7-45}$$

据式(6-94)，它的上、下门限电位和门限宽度为

$$\begin{cases} E_{ms} = -\dfrac{R_t}{R_F} E_d = \dfrac{R_t}{R_F} E_W \\ E_{mx} = -\dfrac{R_t}{R_F} E_g = -\dfrac{R_t}{R_F} E_W \\ \Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_F}(E_g - E_d) = \dfrac{2R_t}{R_F} E_W \end{cases} \tag{7-46}$$

可见，这个由通用运算放大器 A_1 组成的基型迟滞比较器，它对应的输入和输出参数都是大小相等、方向相反的.

当 $u_{sc1} = E_d = -E_W$ 时，经电位器 R_W 分压后，加到积分器的输入电压为负值，设若 R_W 的分压系数为 a_W，则此值为 $-a_W E_W$. 积分器 A_2 对此电压积分，积分器输出电压将从 E_{mx} 线性增长到 E_{ms}，所需时间为 T_1. 当达到 E_{ms}，比较器输出从 E_d 突变到 $E_g = E_W$，这时，积分器的输入电压极性反号，变为 $a_W E_W$，积分器反向积分，它的输出电压从 E_{ms} 线性下降到 E_{mx}，所需时间为 T_2. 当回到 E_{mx} 时，上述过程重复，形成自激振荡.

反相积分器的输出电压和输入电压之间的一般关系式为

$$u_{sc} = -\frac{1}{\tau}\int_0^t u_{sr} dt + u_{sc}(0) \tag{7-47}$$

式中，τ 为积分时间常数，$u_{sc}(0)$ 为起始值. 在积分器和迟滞比较器组成的振荡电路中，积分器输出电压的区间由迟滞比较器的上、下门限电位决定，为 E_{ms}—E_{mx}. 若我们指定，T_1 代表积分器从 E_{mx} 积分到 E_{ms} 所需的时间，相应的输入电压和积分时间常数分别为 u_{sr1} 和 τ_1；T_2 是积分器从 E_{ms} 积分到 E_{mx} 所需的时间，相应的输入电压和积分时间常数分别为 u_{sr2} 和 τ_2. 这样，由式(7-47)可导出

$$\begin{cases} E_{ms} = -\dfrac{1}{\tau_1}\displaystyle\int_0^{T_1} u_{sr1} dt + E_{mx} \\ E_{mx} = -\dfrac{1}{\tau_2}\displaystyle\int_0^{T_2} u_{sr2} dt + E_{ms} \end{cases}$$

或者

$$\begin{cases} \Delta E_m = E_{ms} - E_{mx} = -\dfrac{1}{\tau_1}\displaystyle\int_0^{T_1} u_{sr1} dt \\ \Delta E_m = E_{ms} - E_{mx} = \dfrac{1}{\tau_2}\displaystyle\int_0^{T_2} u_{sr2} dt \end{cases}$$

当 u_{sr1} 和 u_{sr2} 为常量时，得

$$\begin{cases} T_1 = -\dfrac{\Delta E_m \tau_1}{u_{sr1}} \\ T_2 = \dfrac{\Delta E_m \tau_2}{u_{sr2}} \end{cases} \tag{7-48}$$

式(7-48)是以后常用的.

对于图 7-30 的电路,因为

$$\tau_1=\tau_2=R_fC_F$$

$$u_{sr1}=a_WE_d=-a_WE_W$$

$$u_{sr2}=a_WE_g=a_WE_W$$

将上述参数和式(7-46)代入式(7-48)中,得

$$T_1=-\frac{\frac{2R_t}{R_F}E_WR_fC_F}{-a_WE_W}=\frac{2R_tR_fC_F}{a_WR_F}$$

$$T_2=\frac{\frac{2R_t}{R_F}E_WR_fC_F}{a_WE_W}=\frac{2R_tR_fC_F}{a_WR_F}$$

由此导出振荡频率 f_z 和周期 T_z 为

$$f_z=\frac{1}{T_z}=\frac{1}{T_1+T_2}=\frac{R_F}{4R_tR_fC_F}a_W \tag{7-49}$$

不难看出,这是一个对称的三角波和方波振荡. 选用不同的 E_W 值,可调节输出方波的幅值,但同时影响三角波的幅值;改变比值 R_t/R_F,可调节三角波的幅值,不影响方波幅值,但影响振荡频率;这在使用中应注意. 改变 R_W 的分压系数 a_W 和积分器时间常数 R_fC_F,可调节振荡频率,不影响输出波形幅值. 一般用 R_fC_F 作频率量程切换,R_W 作量程内的频率细调. 电路最高振荡频率由积分运算放大器的上升速率和最大输出电流限定,最低振荡频率取决于积分漂移.

(2) 三角波能平移的方波和三角波发生器

实际应用中,有时要求三角波具有一定的直流分量,按需要沿纵轴平移. 在图 7-30 电路的基础上,迟滞比较器 A_1 反相端不接地,改接到基准电压 E_j 上,就能满足这个要求. 改动后的电路和波形如图 7-31 所示. 从波形图可以看出,这个电路仅将三角波沿纵轴平移了一个距离,其他参数都未变.

由式(6-94)和式(7-45),图 7-31 电路中的迟滞比较器 A_1 的三个参数分别为

$$\begin{cases}E_{ms}=\left(1+\frac{R_t}{R_F}\right)E_j+\frac{R_t}{R_F}E_W\\ E_{mx}=\left(1+\frac{R_t}{R_F}\right)E_j-\frac{R_t}{R_F}E_W\\ \Delta E_m=\frac{2R_t}{R_F}E_W\end{cases} \tag{7-50}$$

将上式和式(7-46)相比可知,图 7-30 和图 7-31 电路的迟滞比较器具有相同的门限宽度,故它们的三角波峰-峰值是一样的,但上、下门限电位的平均值不等,前者为零,后者为

$$\bar{E}_m=\frac{1}{2}(E_{ms}+E_{mx})=\left(1+\frac{R_t}{R_F}\right)E_j \tag{7-51}$$

这就是本电路输出三角波的平移量,改变 E_j 可调节平移量的大小. 不难证明,这种电路改动,除带来三角波平移外,其余参数都不受影响,振荡频率仍由式(7-49)决定.

应当指出,图 7-30 也是一种基础电路,只要对其中部分元件或电路进行适当的增减

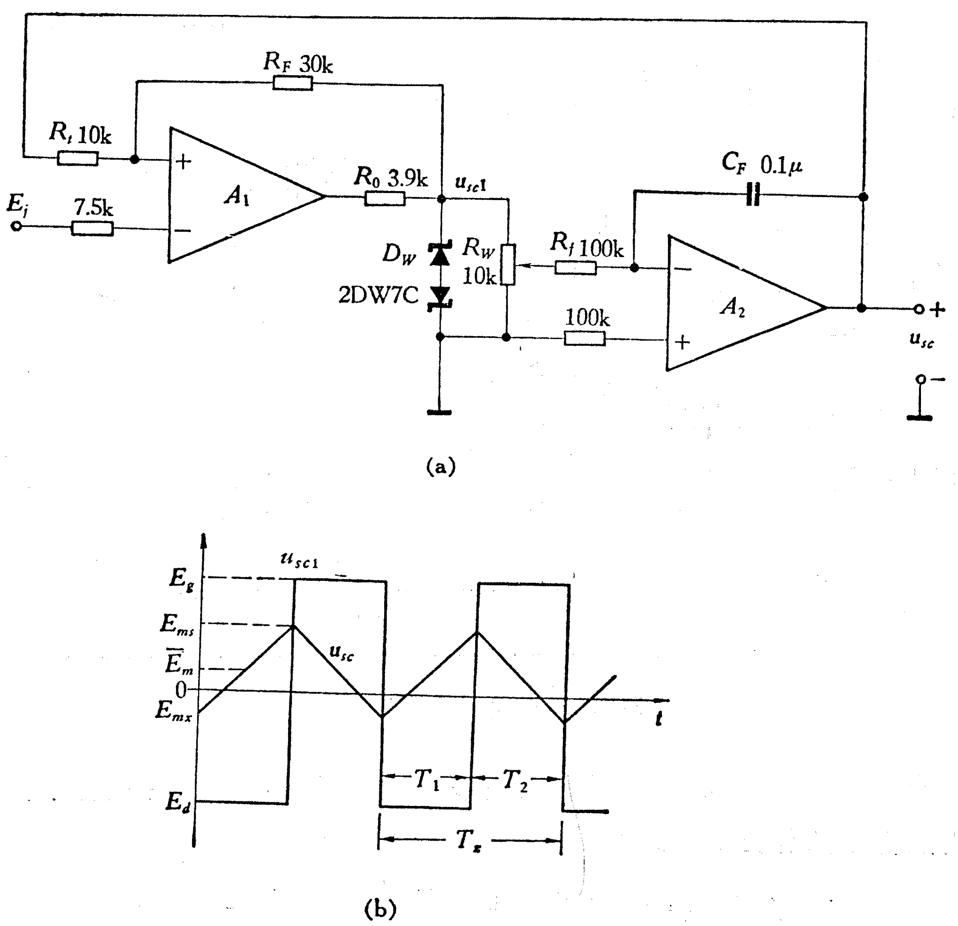


图 7-31　三角波能平移的方波和三角波发生器

(a) 电路；(b) 波形.

或修改，就能组成许多不同功能的电路．例如，后面将介绍的图 7-35 和图 7-36 的脉冲和锯齿波发生器，图 8-8 和图 8-9 的压控方波和三角波振荡器，图 8-13 和图 8-17 的压频变换器，都是以这个电路为基础发展起来的．

2. 混合式方波和三角波发生器

把线性集成电路和数字集成电路结合起来，也可以产生方波和三角波．在这种组合中，往往通过专用集成比较器来实现两类集成电路之间的联系．

图 7-32 是这类混合电路之一[8]．它包括：稳压管 D_W 和电位器 R_{W1} 等组成的振荡频率设置电路，反相器 A_4，积分器 A_1，专用集成比较器 A_2 和 A_3，由与非门 YF_1 和 YF_2 组成的 R-S 触发器，以及 MOS 管模拟开关 K_1 和 K_2．触发器和模拟开关之间的连接方法，保证两个开关中，一个接通，另一个就必然关断．K_1 接通时，振荡频率控制电压经 A_4 反相后加到积分器 A_1，由于这个信号为负，所以积分器 A_1 的输出将由低电位向高电位积分，K_2 接通时，积分反向，由高电位向低电位积分．若开始时，K_1 接通，积分器输出达到比较器 A_2 的上门限电位 E_{ms2} 时，A_2 输出由高电位变为低电位，将 R-S 触发器置"0"，使 Q 端为"0"，$\overline{Q}$ 端为"1"，导致 K_1 关断，K_2 接通．这时，积分器反向积分，当下降到 A_3 的下门限电位 E_{mx3} 时，A_3 输出由高电位变为低电位，将 R-S 触发器置"1"，使 Q 端回到"1"，$\overline{Q}$ 端回到"0"，K_1 再次接通，K_2 关断，又开始正向积分．上述过程周而复始，形成自激振荡．这样，在触发器的 $\overline{Q}$ 或 Q 输出端得到方波，在积分器的输出端得到三角波．

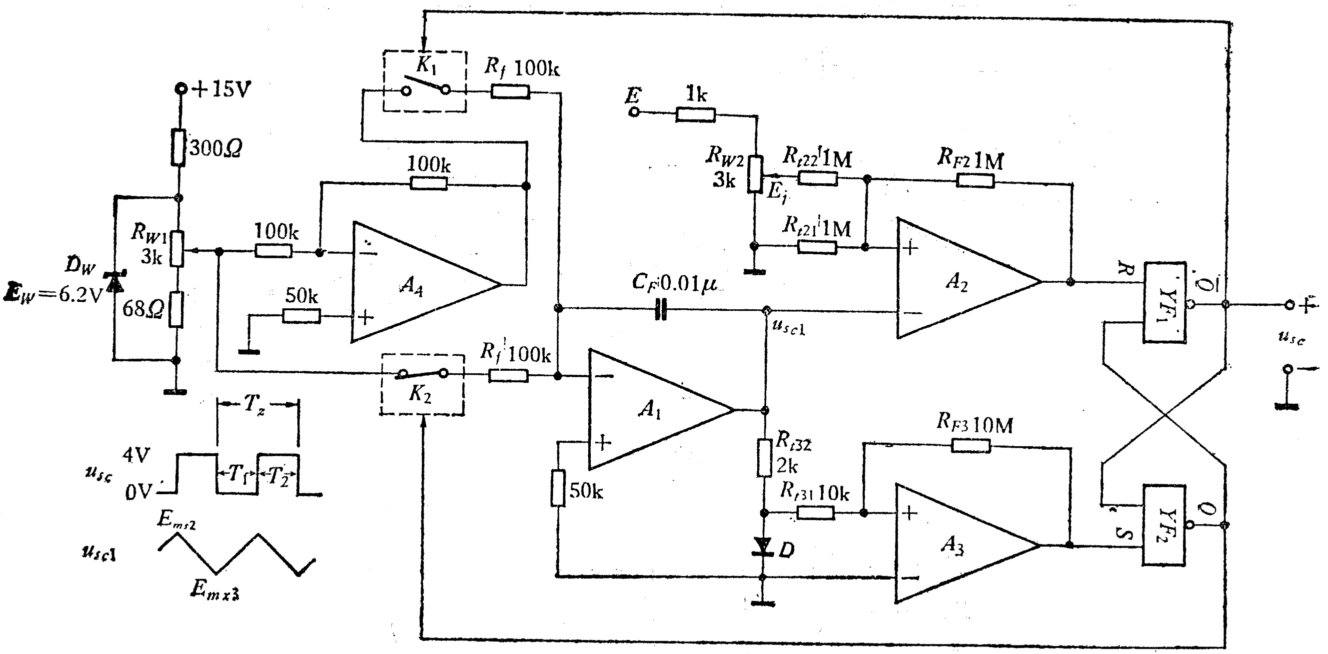


图 7-32 混合式方波和三角波发生器

电路中的两个比较器都是基型迟滞比较器，由表 6-3 可知，A_2 具有下行迟滞特性，考虑到图中所注符号，它的三个参数为

$$\left\{\begin{aligned} E_{ms2} &= \frac{R_{t21}R_{t22}E_g + R_{t21}R_{F2}E_j}{R_{t21}R_{t22} + R_{t21}R_{F2} + R_{t22}R_{F2}} \\ E_{mx2} &= \frac{R_{t21}R_{t22}E_d + R_{t21}R_{F2}E_j}{R_{t21}R_{t22} + R_{t21}R_{F2} + R_{t22}R_{F2}} \\ \Delta E_{m2} &= \frac{1}{1 + \dfrac{R_{F2}}{R_{t21}/\!/R_{t22}}}(E_g - E_d) \end{aligned}\right.$$

A_3 具有上行迟滞特性，由式(6-94)可得它的三个参数为

$$\left\{\begin{aligned} E_{ms3} &= -\frac{R_{t31} + R_{t32}}{R_{F3}}E_d \\ E_{mx3} &= -\frac{R_{t31} + R_{t32}}{R_{F3}}E_g \\ \Delta E_{m3} &= \frac{R_{t31} + R_{t32}}{R_{F3}}(E_g - E_d) \end{aligned}\right.$$

式中，E_g 和 E_d 是专用集成比较器的高、低输出电位，其值为 $E_g \geqslant 2$V，$E_d \approx 0$V. 考虑到图中所注元件参数，A_3 实质上是一个单限比较器，加入正反馈有利于提高转换速度和抗干扰能力.

不难看出，使 R-S 触发器产生翻转的两个门限电位分别为 E_{ms2} 和 E_{mx3}，两者之差 $E_{ms2} - E_{mx3}$ 就是积分器输出三角波的峰-峰值，由于 $E_{mx3} \approx 0$，所以整个三角波位于时间轴的上方. 输出方波的峰-峰值等于触发器输出端的高、低逻辑电平之差，由于高电平为 4 V，低电平为 0 V，故方波峰-峰值为 4 V.

反相器 A_4 使积分器的两个输入信号大小相等、方向相反，而积分器的积分区间都为 $E_{ms2} - E_{mx3}$，所以两个积分方向的积分时间相等，即 $T_1 = T_2$. 如果电位器 R_{W1} 设置的电

压为 $a_{W1}E_W$，则据式(7-48)，可得电路的振荡频率和周期

$$f_z=\frac{1}{T_z}=\frac{a_{W1}E_W}{2R_fC_F(E_{ms2}-E_{mx3})} \tag{7-52}$$

可见，调节电位器 R_{W1}，便可以改变振荡频率. 调电位器 R_{W2}，可以改变三角波的峰-峰值，但也同时影响振荡频率，应在使用中注意.

像图 7-30 一样，这也是一种基础电路，适当改动就能组成许多不同功能的电路. 例如，后面将介绍的混合式脉冲和锯齿波发生器，以及混合式压控方波和三角波振荡器，都是在这个电路的基础上发展起来的.

习　　题

题 7-11　根据图 7-29 电路所注具体参数，试求：

（1）振荡频率 f_z 和周期 T_z；

（2）方波输出幅度；

（3）积分电容电压的峰-峰值；

（4）是否可用一支 2DW7C 稳压管代替限幅桥路？

题 7-12　设计一个 1000 Hz 的方波发生器.

题 7-13　据图 7-30 中的具体参数，试求：

（1）最大振荡频率 $f_{z\max}$；

（2）方波和三角波的峰-峰值；

（3）若要使三角波和方波峰-峰值相同，电路参数应如何变化？

（4）若要使最高振荡频率提高 10 倍，电路元件参数应如何变化？

题 7-14　利用图 7-31 中的参数，要求将三角波平移量分别设置为 0 V 和 −1 V，问 E_j应取何值？

题 7-15　求图 7-32 的三角波峰-峰值为 2 V 时的 E_i 值，并在此条件下求振荡频率调节范围.

第三节　脉冲和锯齿波发生器

一、脉冲发生器

这里的脉冲发生器主要是指矩形脉冲发生器. 矩形脉冲与方波相比，在于它的脉宽 t_d 比两个脉冲之间的间隔小得多，通常用占空系数 Q 来表示这一差别

$$Q=\frac{T_z}{t_d} \tag{7-53}$$

式中，T_z 为脉冲重复周期. 可见，方波的占空系数为 2，而矩形脉冲的占空系数通常比 2 大得多. 像简单方波发生器一样，在适当的迟滞比较器中，增加一条具有积分功能的 RC 负反馈回路就能组成一个简单的脉冲发生器. 下面分析两种电路.

1. 门限电位不对称的脉冲发生器

在图 7-29 的基础上，若使门限电位在数值上不等，就能组成一简单的脉冲发生器，为

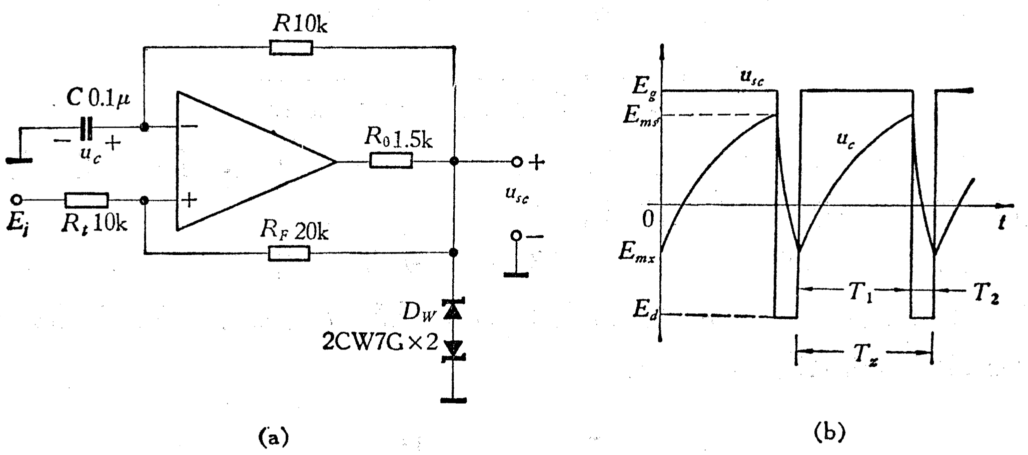


图 7-33 门限电位不对称的脉冲发生器

(a) 电路；(b) 波形.

此,同相输入回路不接地,而是改接到基准电压 E_i 上,电路如图 7-33 所示.

图 7-33 的迟滞比较器具有下行迟滞特性，门限电位不对称，它的三个参数由式(6-93)决定，E_g 和 E_d 取决于 D_W 的稳定电压 E_W. 十分明显，这个电路的积分电容 C 的充放电时间 T_1 和 T_2，仍由式(7-42)和(7-43)表述. 将式(6-93)代入式(7-42)和(7-43)，由于 $E_g = -E_d = E_W$，化简后得

$$\begin{cases} T_1 = RC\ln\left[1 + \dfrac{2R_tE_W}{R_F(E_W - E_i)}\right] \\ T_2 = RC\ln\left[1 + \dfrac{2R_tE_W}{R_F(E_W + E_i)}\right] \end{cases} \tag{7-54}$$

故振荡频率和周期为

$$f_z = \frac{1}{T_z} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{RC\ln\left[1 + \dfrac{4R_t(R_F + R_t)E_W^2}{R_F^2(E_W^2 - E_i^2)}\right]} \tag{7-55}$$

将式(7-54)代入式(7-53),可得占空系数

$$Q = \frac{T_z}{t_d} = \frac{T_1 + T_2}{T_2} = 1 + \frac{T_1}{T_2}$$

$$= 1 + \frac{\ln\left[1 + \dfrac{2R_tE_W}{R_F(E_W - E_i)}\right]}{\ln\left[1 + \dfrac{2R_tE_W}{R_F(E_W + E_i)}\right]} \tag{7-56}$$

上述各式表明,改变 RC 值仅改变振荡频率 f_z，而不影响占空系数；改变比值 R_t/R_F 或 E_i 可以调节占空系数,但同时将影响振荡频率,这在使用中应注意.

2. 充放电时间常数不等的脉冲发生器

在图 7-29 的基础上，若使负反馈回路的充放电时间常数不等，也能组成简单的脉冲发生器. 为此,可多设一个负反馈支路，利用二极管开关元件来改变充放电时间常数，电路如图 7-34 所示. 与图 7-29 相比,主要差别在于负反馈回路不是单一的电阻,而是由二极管和电阻组成的网络,且 $R_1 \neq R_2$. 这样,二极管的单向导电特性使积分电容 C 的充放电时间不等,进而使方波输出变成矩形脉冲输出.

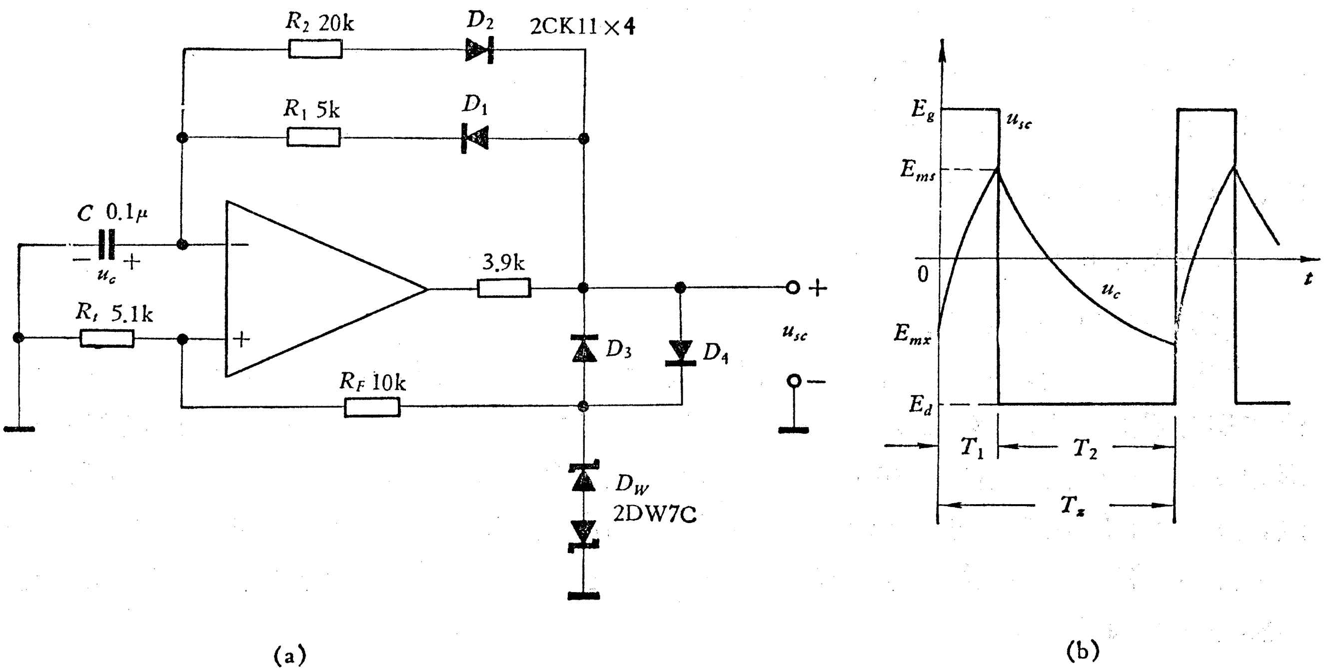


图 7-34 充放电时间常数不等的脉冲发生器

(a) 电路； (b) 波形．

在图 7-34 的电路中，若四只二极管 D_1—D_4 相互匹配，则它们的正向压降都为 U_D，所以输出电压的高、低电位分别为

$$\begin{cases} E_g = E_W + U_D \\ E_d = -(E_W + U_D) \end{cases} \tag{7-57}$$

注意到反馈电阻 R_F 接在稳压管 D_W 上,所以由式(6-93)可得上、下门限电位和门限宽度为

$$\begin{cases} E_{ms} = \dfrac{R_t}{R_t + R_F} E_W \\ E_{mx} = -\dfrac{R_t}{R_t + R_F} E_W \\ \Delta E_m = \dfrac{2R_t}{R_t + R_F} E_W \end{cases}$$

可见,上、下门限电位的大小相等、方向相反,但由于充放电时间不等,故在上、下门限电位之间进行积分的时间 T_1 和 T_2 不一样了，T_1 与时间常数 R_1C 有关，T_2 与 R_2C 有关.

根据图 7-29 电路的分析方法,不难得到

$$\begin{cases} T_1 = R_1C\ln\left(1 + \dfrac{2R_t}{R_F}\right) \\ T_2 = R_2C\ln\left(1 + \dfrac{2R_t}{R_F}\right) \end{cases} \tag{7-58}$$

所以,电路的振荡频率和周期为

$$f_z = \frac{1}{T_z} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{(R_1 + R_2)C\ln\left(1 + \dfrac{2R_t}{R_F}\right)} \tag{7-59}$$

将 T_1 和 T_z 代入式(7-53),得占空系数 Q

$$Q = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{7-60}$$

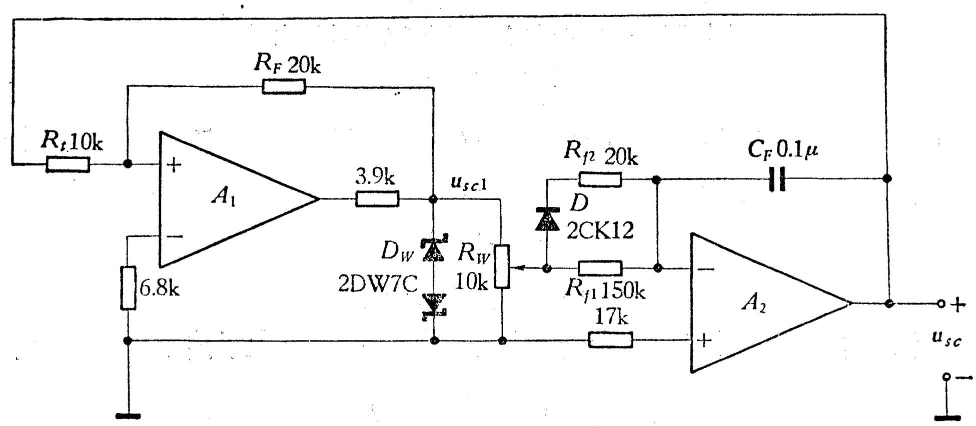
由此可见,改变比值 R_t/R_F 或电容 C 可调节振荡频率,按充、放电电阻增加量等于减小量的原则,改变比值 R_2/R_1,可调节占空系数,而不影响振荡频率. 占空系数的可调范围取决于放大器的上升速率、最大输出电流和输入偏置电流等性能参数.

二、脉冲和锯齿波发生器

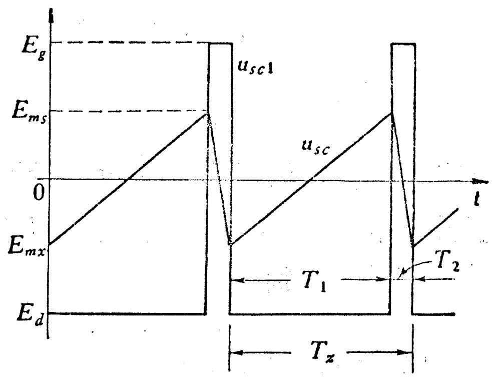
1. 典型的脉冲和锯齿波发生器

(1) 对称脉冲和锯齿波发生器

在图 7-30 的基础上,使积分器的充放电时间常数不等,就能得到脉冲和锯齿波. 为此在积分器的输入回路中,增加一条由二极管控制的输入回路,就达到了目的,电路和波形如图 7-35 所示. 与图 7-30 相比,仅在积分器的输入回路中多了一条半波整流支路,所以,积分器的输入为正时,积分时间常数为 $(R_{f1}/\!/R_{f2})C_F$, 输入为负时,积分时间常数为 $R_{f1}C_F$. 若将二极管 D 反接,则情况刚好相反. 这样,就使原来的方波和三角波变成了矩形脉冲和锯齿波.



(a)



(b)

图 7-35 典型的脉冲和锯齿波发生器

(a) 电路; (b) 波形.

不难看出,在图 7-35 的电路中,迟滞比较器 A_1 的输出高、低电位和上、下门限电位仍分别取决于式(7-45)和(7-46),但积分时间 T_1 和 T_2 不同,它们分别为

$$\begin{cases} T_1 = \dfrac{2R_tR_{f1}C_F}{a_WR_F} \\ T_2 = \dfrac{2R_t(R_{f1}/\!/R_{f2})C_F}{a_WR_F} \end{cases} \tag{7-61}$$

由此，得振荡频率和周期

$$f_z = \frac{1}{T_z} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_F(R_{f1} + R_{f2})}{2R_tR_{f1}(R_{f1} + 2R_{f2})C_F} a_W \tag{7-62}$$

将 T_2 和 T_z 代入式(7-53)，得占空系数 Q

$$Q = 2 + \frac{R_{f1}}{R_{f2}} \tag{7-63}$$

由此可见，改变电位器 R_W 的分压系数 a_W 或积分电容 C_F，可调节振荡频率 f_z；改变比值 R_{f1}/R_{f2} 可调节占空系数 Q，但要注意它们对 f_z 的影响.

(2) 锯齿波能平移的脉冲和锯齿波发生器

在实际应用中，像要求三角波能平移一样，有时也要求锯齿波能沿纵轴上下平移，以满足电平匹配要求. 除了图 7-31 的方法外，利用其他形式的迟滞比较器也能达到同样的目的.

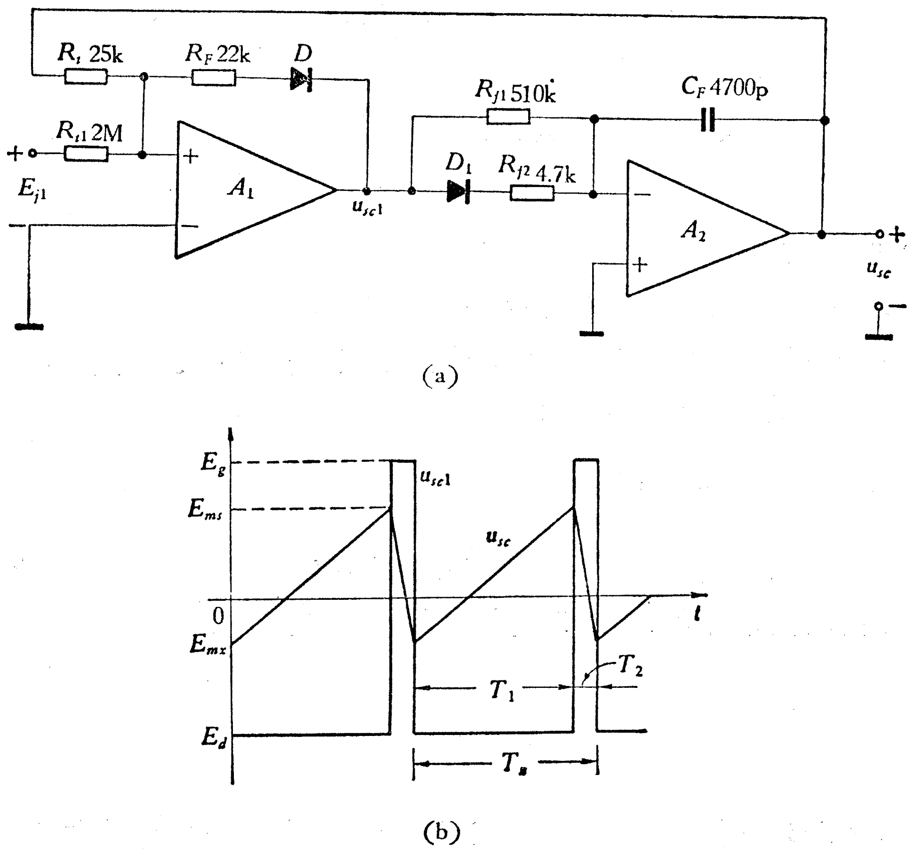


图 7-36 锯齿波能平移的脉冲和锯齿波发生器

(a) 电路； (b) 波形.

由表 6-4 的电路 4 可知，图 7-36 电路中的比较器 A_1 具有上行迟滞特性，它的下门限电位能独立调节，所以实现锯齿波平移比较方便，其三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms} = -\dfrac{R_t}{R_{t1}} E_{j1} - \dfrac{R_t}{R_F}(E_d + U_D) \\ E_{mx} = -\dfrac{R_t}{R_{t1}} E_{j1} \\ \Delta E_m = -\dfrac{R_t}{R_F}(E_d + U_D) \end{cases}$$

式中，E_d 是 A_1 的负向饱和输出电压，在使用对称电源的通用集成运算放大器中，它的绝

对值通常等于正向饱和输出电压 E_g，即

$$E_g = -E_d$$

所以矩形脉冲的峰-峰值为 $2E_g$. 锯齿波的峰-峰值为 ΔE_m，锯齿波的平移量决定于上、下门限电位的平均值

$$\bar{E}_m = \frac{1}{2}(E_{ms} + E_{mx}) = \frac{R_t}{2R_F}(E_g - U_D) - \frac{R_t}{R_{t1}}E_{j1} \qquad (7\text{-}64)$$

改变 E_{j1} 就能调节平移量.

考虑到 $u_{sr1} = E_d = -E_g$, $\tau_1 = R_{f1}C_F$, $u_{sr2} = E_g$, $\tau_2 = (R_{f1}/\!/R_{f2})C_F$, 代入式(7-48)，得

$$T_1 = -\frac{\Delta E_m \tau_1}{u_{sr1}} = \frac{R_t R_{f1} C_F}{R_F}\left(1 - \frac{U_D}{E_g}\right)$$

$$T_2 = \frac{\Delta E_m \tau_2}{u_{sr2}} = \frac{R_t R_{f1} R_{f2}}{R_F(R_{f1} + R_{f2})} C_F\left(1 - \frac{U_D}{E_g}\right)$$

故振荡频率为

$$f_z = \frac{1}{T_z} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_F(R_{f1} + R_{f2})}{R_t R_{f1}(R_{f1} + 2R_{f2})C_F\left(1 - \dfrac{U_D}{E_g}\right)} \qquad (7\text{-}65)$$

而占空系数 Q 仍由式(7-63)描述.

上述分析表明，锯齿波平移量和振荡频率可以互相独立地调节. 改变 E_{j1}，便可调节平移量；改变 R_F 或 C_F 便可调节振荡频率；改变比值 R_{f1}/R_{f2} 可调节占空系数，但同时影响振荡频率. 本电路的一种应用见图 9-38.

2. 混合式脉冲和锯齿波发生器

在图 7-32 电路的基础上，使 A_4 的增益不等于 -1，则积分器的两个输入电压的绝对值不再相等，它们使积分时间 T_1 和 T_2 不等，从而使方波变成了矩形脉冲，把三角波变成了锯齿波.

习　题

题 7-16 根据图 7-33 中所注具体参数，在 $E_j = 5\text{V}$ 时，求该电路的主要性能参数，定量绘制电路的波形.

题 7-17 推导关系式(7-58)和(7-61).

题 7-18 计算图 7-34 的性能参数，分析 D_3 和 D_4 的作用.

题 7-19 设计一个频率为 1000 Hz，占空系数为 50 的脉冲发生器.

题 7-20 求图 7-35 的振荡频率调节范围，定量绘制 D 反接时的电路波形(f_z 为最大值).

题 7-21 若图 7-36 中 A_1 的 $E_g = -E_d = 10\text{ V}$，E_{j1} 为 -15 V，问平移量多大? 其他主要参数为多少?

题 7-22 在图 7-32 中，若 A_4 的增益为 -5，问该电路的波形有何变化?

第四节 阶梯波发生器

阶梯波信号发生器在测量和控制设备中应用较多，它产生的阶梯信号可作为时序控制信号和多级电位基准信号．精确的阶梯信号通常用数-模变换器产生．用运算放大器技术也能产生一定精度的阶梯信号，图 7-37 是这种方法的原理框图．

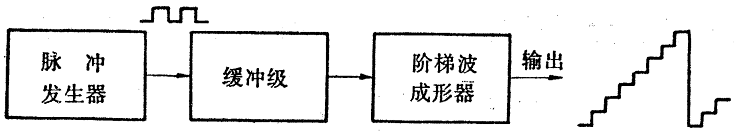


图 7-37 阶梯波发生器组成框图

脉冲发生器产生连续脉冲序列，经缓冲级隔离后，送到阶梯波成形器中，它将脉冲序列变成阶梯信号，当输出达到预定电位时，输出复位，随后又产生新的阶梯信号．这样，在输出端就得到了周期性的阶梯波信号．图 7-38 和图 7-39 是两个例子．

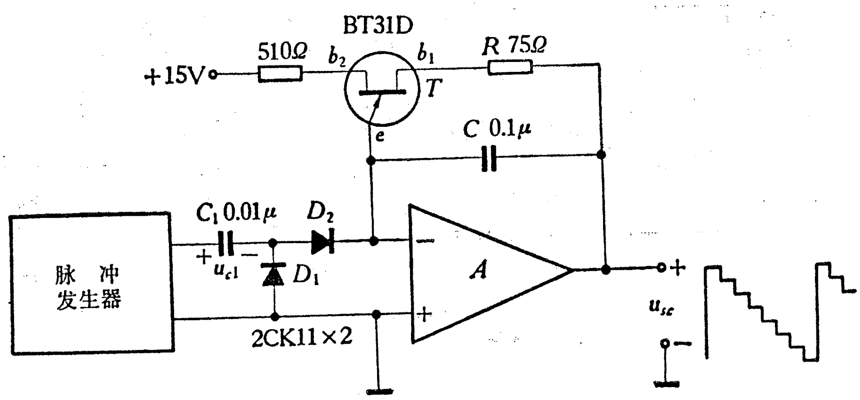


图 7-38 采用单结晶体管复位的阶梯波发生器

图 7-38 是最简单的阶梯波发生器，二极管 D_1 和 D_2 起导引作用，以保证电荷单方向的传送到反馈电容 C 中去．在输入方波为负时，二极管 D_1 导通，D_2 截止，C_1 通过 D_1 放电，若输入方波幅值为 U_{srm}，则 C_1 上的电压 u_{C1} 将放电到 $-(U_{srm}-U_D)$．在输入方波为正时，D_2 导通，D_1 截止，则 C_1 上电压 U_{C1} 将充电到$(U_{srm}-U_D)$，因此，在一周期中，C_1 上的电荷变化量为 $2C_1(U_{srm}-U_D)$，这也是一周期中，传送到 C 上的电荷量．这样，在一周期中，C 两端的电压增量为

$$\Delta U_C=\frac{2C_1}{C}(U_{srm}-U_D) \tag{7-66}$$

由于 D_2 保证了电荷只能单方向传输，所以，每一个阶梯的电压幅度均为 ΔU_C，保持时间则等于输入方波的周期．这样，每当输入信号经过一个周期，放大器 A 的输出就下降一个 ΔU_C．设若经过 n 个周期后，输出电压达到单结晶体管的峰点电压 U_P，即

$$n\Delta U_C=\frac{2nC_1}{C}(U_{srm}-U_D)=U_P$$

这时单结晶体管的 $e-b_1$ 之间导通，u_C 经 $e-b_1$ 向电阻 R 放电，使 u_C 复位为零，又开始下一个循环．若忽略复位时间，阶梯波电压的周期 T_z 可近似为

$$T_g = nT = \frac{U_P}{\Delta U_C}T = \frac{CU_P}{2C_1(U_{srm} - U_D)}T \tag{7-67}$$

这个电路受到二极管、单结晶体管的参数以及复位时间的影响，精度较低，而且要求脉冲信号源具有一定的负载能力，适用于要求不高的场合．

为了提高复位电路精度并缩短复位时间，可采用图 7-39 的电路[9]．图中，A_1 组成脉冲发生器，它的性能参数由式(7-54)，(7-55)和(7-56)描述，式中的 E_g 和 E_d 分别为 A_1 的正、负向饱和输出电压，它们的大小相等、方向相反．A_2 为积分器，由于 D_1 的作用，A_2 仅对负向脉冲信号进行积分，每进行一次积分，积分电容 C_1 上获得的电压增量为

$$\Delta u_{C1} = -\frac{1}{2R_1C_1}\int_0^{t_d} E_{d1}dt$$

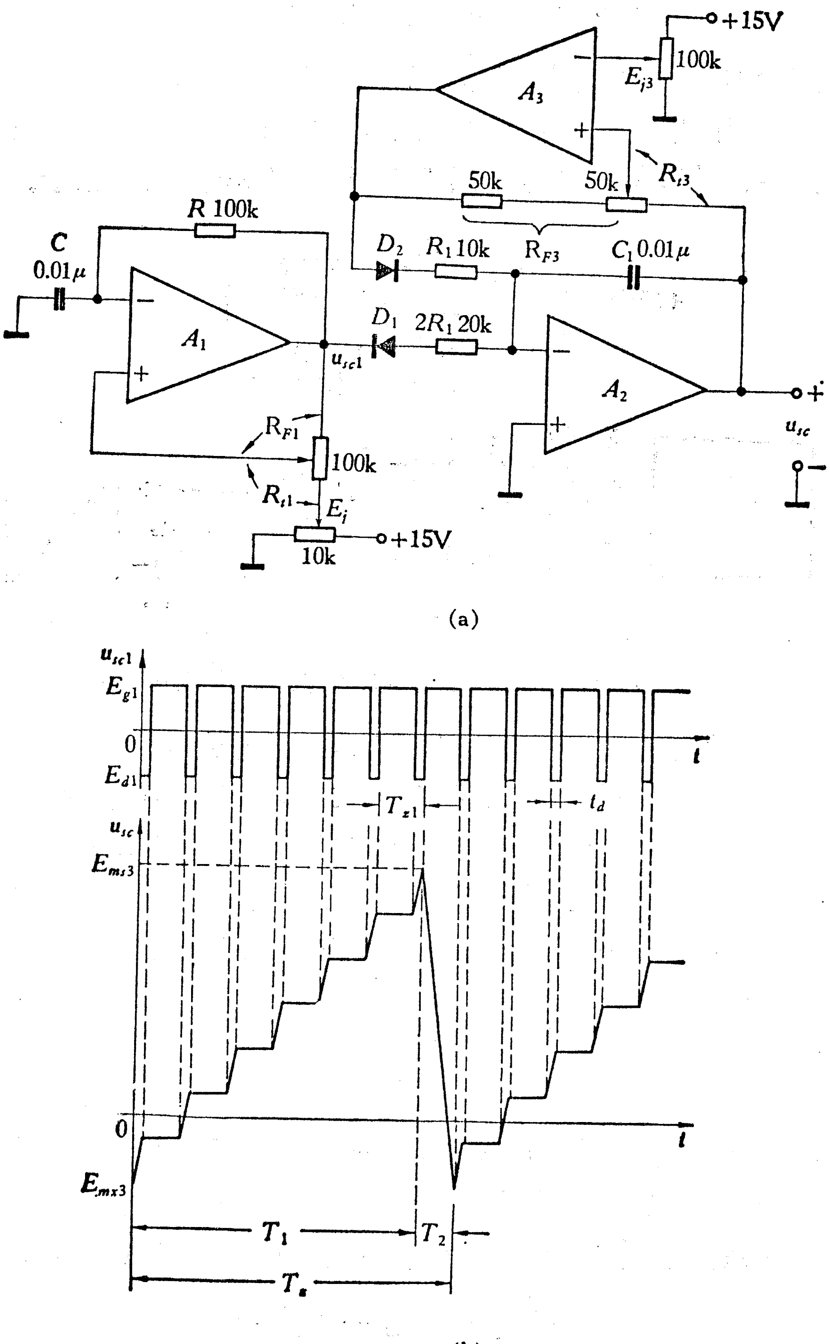


图 7-39　采用二极管复位的阶梯波发生器

(a) 电路；(b) 波形．

式中，t_d 和 E_{d1} 分别为脉冲发生器 A_1 的负向脉冲的脉宽和幅度. 在积分期间，E_{d1} 为 A_1 的负向饱和电压，是一个常数，所以，每周增长电压可表示为

$$\Delta u_{C1} = \frac{t_d}{2R_1C_1}|E_{d1}| \tag{7-68}$$

积分器 A_2 的阶梯输出电压加到基型迟滞比较器 A_3 的输入端，A_3 具有上行迟滞特性，特性参数由式(6-94)描述，由于 A_3 为通用运算放大器，故该式中的 E_g 和 E_d 是放大器 A_3 的正、负向输出饱和电压. 随着积分器输出阶梯电压的升高，电压就愈来愈接近上门限电位 E_{ms3}，一旦达到 E_{ms3}，A_3 的输出就从负向饱和电压 E_{d3} 跳变到正向饱和电压 E_{g3}，E_{g3} 通过二极管 D_2 强迫积分器复位，复位后，积分器输出电压等于 A_3 的下门限电位 E_{mx3}，随后又开始新的阶梯波电压产生过程，波形如图 7-39(b) 所示.

积分器输出由 A_3 的下门限电位 E_{mx3} 到达上门限电位 E_{ms3} 所需的阶梯数 n，显然等于

$$n = \frac{E_{ms3} - E_{mx3}}{\Delta u_{C1}} = \frac{2R_1C_1\Delta E_{m3}}{t_d|E_{d1}|}$$

设 A_1 输出脉冲的周期为 T_{z1}，则阶梯电压的上升时间 T_1 为

$$T_1 = nT_{z1} = \frac{2R_1C_1\Delta E_{m3}}{t_d|E_{d1}|}T_{z1}$$

设积分器的输出电压由 E_{ms3} 复位到 E_{mx3} 的时间为 T_2，略去 D_2 导通时的影响，由式(7-48)，可得

$$T_2 \approx \frac{R_1C_1(E_{ms3} - E_{mx3})}{E_{g3}} = \frac{R_1C_1\Delta E_{m3}}{E_{g3}}$$

设 $E_{g3} = |E_{d1}| = E_g$，则阶梯波发生器的频率为

$$f_z = \frac{1}{T_z} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{E_g}{R_1C_1\left(1 + \frac{2T_{z1}}{t_d}\right)\Delta E_{m3}}$$

$$= \frac{E_g}{R_1C_1(1+2Q_1)\Delta E_{m3}} = \frac{R_{F3}}{2R_{t3}R_1C_1(1 + 2Q_1)} \tag{7-69}$$

参 考 文 献

[1] Bailey, M., Op-amp Wien bridge oscillator, *Wireless World*, 1977, Vol. 83, No. 1493, pp. 77.
[2] Grame, J., Agc provides 0.1% amplitude stability for Wein-bridge oscillator, *Electron. Design*, 1975, Vol. 23, No. 11, pp. 94.
[3] Clayton, G. B., Linear Integrated Circuit Applications, Macmillan, 1975, pp. 193—194, pp. 199—202.
[4] 清华大学电子工程系和工业自动化系编，晶体管电路，科学出版社，1974，688—691 页，692—694 页.
[5] Hnatek, E. R., Applications of Linear Integrated circuits, John Wiley & Sons, Inc., 1975, pp. 159—161.
[6] Graeme, J. G., Applications of Operational Amplifiers——Third-Generation Techniques, McGraw-Hill Book Co., New York, 1973, pp. 153—154.
[7] Clayton, G. B., Experiments with Operational Amplifiers, Macmillan, 1975, pp. 100—105.
[8] Cutler, D. S., Versatile waveform generator circuit, *Electron. Engng.*, 1976, Vol. 48, No. 585, pp. 27.
[9] Zirpel, M., Treppenspannungs-Generator, *Elektronik*, 1976, H. 3, S. 92.

第八章　信号变换电路

本章介绍运算放大器在下列变换电路中的应用：数-模变换电路、电压-频率变换电路和电压-时间变换电路．考虑到后两种应用十分广泛，故着重分析后两种变换电路．

第一节　数-模变换电路

数字量是以代码按数位组合起来表示的，每一位代码都有一定的“权”，即代表一具体数值．例如用 8421 代码表示的二进制数 1010，第四位代码的“权”是 8，代码“1”表示数值为“8”；第三位代码的“权”是 4，代码“0”表示这一位没有数；第二位代码的“权”是 2，代码“1”表示数值为“2”；第一位代码的“权”是 1，代码“0”表示这一位没有数．这样，1010 所代表的十进制数是

$$8\times 1+4\times 0+2\times 1+1\times 0=10$$

数-模变换的要求就是将每一位代码按其“权”的数值变换成相应的模拟量，然后将代表各位的模拟量相加，从而获得与数字量相应的模拟量，这样就完成了数字-模拟变换，简称 D-A 变换．这种变换电路在变换时是将数字量各位代码同时进行变换，故叫并行数-模变换器．这种电路的优点是变换速度快．它通常由电压源或电流源和各位代码所控制的电阻解码网络构成，从对模拟开关的要求来看，用电压源时，开关要求较高，导通电阻应非常小；用电流源时，主要要求是开关漏电流小．下面我们介绍一种加权电流数-模变换器，电路如图 8-1 所示，图(a)是它的框图，图(b)是实现这个框图的具体电路．

图 8-1 电路能将 14 位二进制数码变换成直流电压，由框图不难看出，每位二进制数码对应一个恒流源和由该位所控制的双向模拟开关，故共有 14 个模拟开关元件和 14 个加权电流源，框图的下方标出了二进制数字量各位的“权”，它们与按二进制规律加权的电流源是一一对应的．

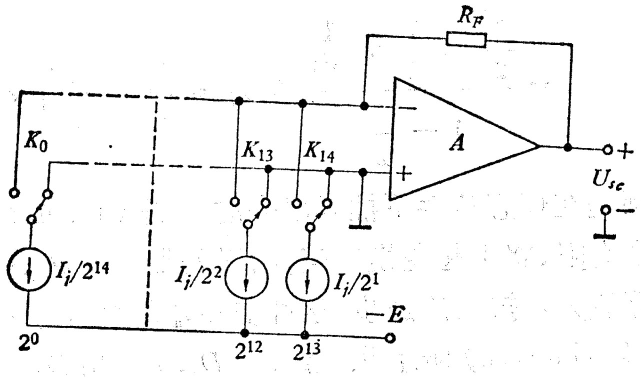
倘若只有一位为“1”而接通，例如为第十三位，则流向运算放大器 A 的相加点的电流只有一路，其值为 $\frac{1}{2^2}I_j$．由于 A 组成电流-电压变换器，所以在 A 输出端产生的电压 U_{sc13} 为

$$U_{sc13}=\frac{1}{2^2}R_FI_j$$

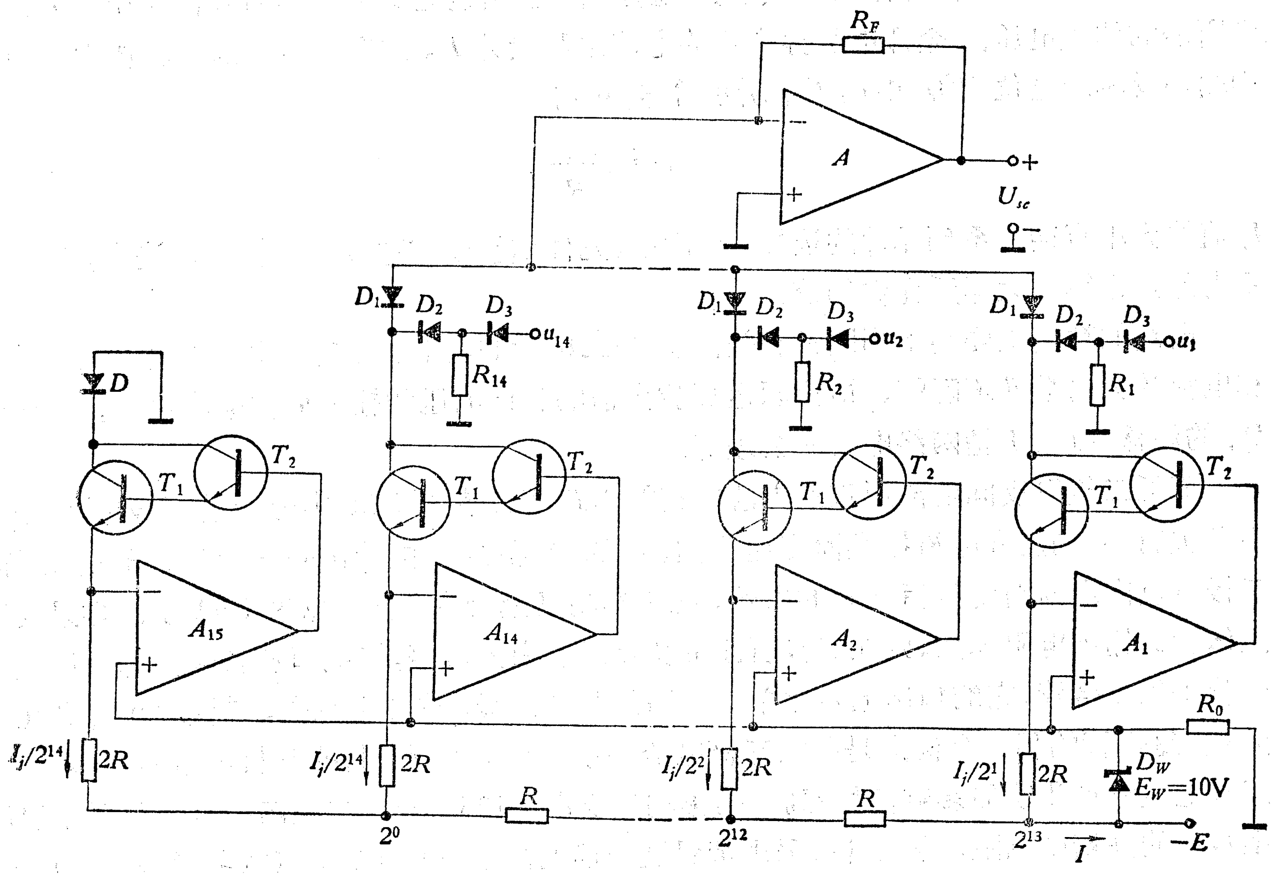
一般来说，仅有第 $(15-n)$ 位为“1”而使该位开关接通时，该位所产生的输出电压可表示成

$$U_{sc(15-n)}=\frac{1}{2^n}R_FI_j$$

如果数字量各位的代码用 $a_n(a_n=0$ 或 $1)$ 表示，当 $a_n=1$ 时，表示该位开关接通，相应



(a)



(b)

图 8-1 加权电流数-模变换器

(a) 框图； (b)电路.

电流流经相加点，则总输出电压是各输出分量之和

$$U_{sc}=\sum_{n=1}^{14}\frac{a_n}{2^n}R_FI_j=R_FI_j\sum_{n=1}^{14}\frac{a_n}{2^n}$$

式中，$\sum_{n=1}^{14}\frac{a_n}{2^n}$ 为数字量的值，可以用一个符号N来表示，故上式可改写为

$$U_{sc}=R_FI_jN \tag{8-1}$$

可见，输出电压与数字量的值成正比．当各位代码都为 1 时，输出电压最大

$$U_{sc\max}=R_FI_j\sum_{n=1}^{14}\frac{a_n}{2^n}=R_FI_j\sum_{n=1}^{14}\frac{1}{2^n}$$

$$=\frac{\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\times\frac{1}{2^{14}}}{1-\frac{1}{2}}R_FI_j=\left(1-\frac{1}{2^{14}}\right)R_FI_j$$

上述各项结论都是在理想条件下推导出来的，实际上，模拟开关总有一定的漏电流，特别是恒流源的精度有限，将引起变换误差，所以长期来使这类变换器的精度无法进一步提高．随着集成运算放大器技术的进步，这种变换器的精度已能在整个工作温度范围内，提高到 0.01%，电路如图 8-1(b) 所示[1]．图中，D_1，D_2 和 D_3 组成模拟开关，它们的通断状态由控制电压 u_n 决定，用达林顿复合管 T_1-T_2 作为反馈元件的运算放大器组成电流源，加权电流值由 T 型电阻网络实现．稳压管 D_W 通过运算放大器为复合管和开关管提供所需的偏置电压．全部电流源产生的电流之和设为 I_j，注意到恒流源运算放大器的同相端与反相端电位相等，根据图中所示符号，可得

$$I_j=\frac{E_W}{R} \tag{8-2}$$

I_j 值的大小直接关系到元件的选择，I_j 愈小，元件质量要求愈高，故常将 I_j 选大，但最大不得超过运算放大器所允许的值．

电路的精度主要与下列因素有关：开关二极管的漏电，反馈晶体管输出电阻不够大和电流放大倍数 β 不匹配，恒流源运算放大器的失调电压和输入偏置电流过大，稳压管 D_W 的漂移，以及 T 型网络电阻的公差等．

降低二极管反向电流影响的方法已在第六章第二节图 6-28 中分析过，主要措施是为主开关管 D_3 的反向电流提供泄漏通路，图中的 D_2 和相应电阻组成一节泄漏通路，这样，二极管反向电流对每位恒流源的影响，在工作温度范围内，就不超过 1 nA 了．如果反馈晶体管的输出电阻不大，则在二极管压降变化时会引入误差，影响恒流特性，为此，反馈晶体管采用复合管，它的输出电阻比单管可高两个数量级，达几百兆欧，其误差可降到几个 ppm；复合管的另一个优点是所需基极电流甚小，由 β 离散引起的基极电流不等，不会对基准电流源产生明显影响，对最高位的影响也仅占 0.125 ppm．T 型网络电阻可采用温度系数小的高精度电阻，稳压管可采用带温度补偿的高质量稳压管，这两项影响也可减小．主要误差来源是加权电流源运算放大器的失调和漂移，其中又以输入偏置电流为甚，因为它直接影响反馈晶体管的发射极电流，使每位相加时产生累计误差．对 14 位 T 型电阻网络，要达到 0.01% 精度，输入偏置电流至少应小于 7 nA．具有场效应管输入级的运算放大器虽然输入偏置电流很小，但温漂大，失调电压也相当可观，最好采用超 β 管作输入级的运算放大器，它的输入偏置电流和失调电压可分别小于 2 nA 和 1mV，这样，变换器的精度就有了可靠的保证．

习　　题

题 8-1　证明关系式(8-2)．

题 8-2　若图 8-1(b) 中的 $E_W=10\ \mathrm{V}$，$R=10\ \mathrm{k}\Omega$，试求最低位和第十二位的加权电流值．

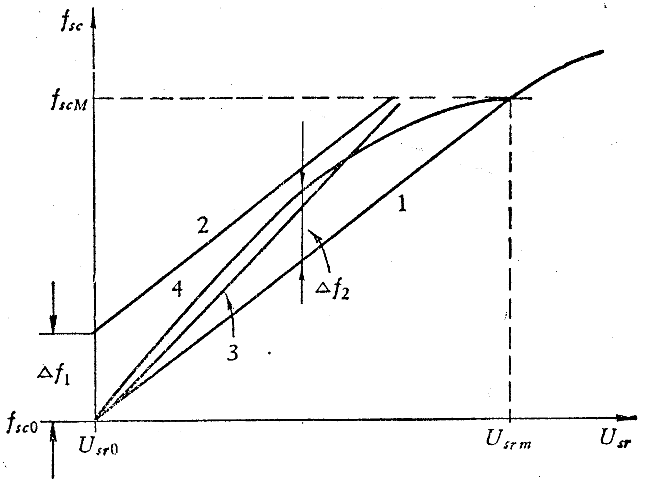
第二节 电压-频率变换电路

电压-频率变换电路简称压-频变换电路，它的输出信号频率 f_{sc} 与输入电压 U_{sr} 成正比，所以在调频、锁相和模-数（A-D）变换等许多技术领域中，得到了非常广泛的应用．压-频变换电路中的主要部件已经能集成在一块硅片上，这就为它的广泛应用创造了优越条件．在压-频变换电路的性能规范中，主要关心的指标是：额定工作频率和动态范围、灵敏度或变换系数、非线性误差、灵敏度误差和温度系数等．本节介绍的内容有：压控振荡器和压-频变换器及其应用．重点分析压-频变换器．

一、压-频变换电路的性能规范

各类压-频变换电路本质上都是一种振荡频率随外加控制电压变化的振荡器，基本要求是输出信号频率 f_{sc} 与控制电压 U_{sr} 成正比．变换电路的输入控制电压常是直流或近似直流的电压，但也可根据应用要求，选用正弦波、方波、三角波、锯齿波和矩形脉冲等作为控制电压．变换电路的输出电压波形可以是正弦波、方波、三角波，也可以是锯齿波、矩形脉冲或其他形式的波形．虽然这些波形多种多样，但它们的输入电压 U_{sr} 和输出信号频率 f_{sc} 之间，总有类似图 8-2 的关系曲线．

在图 8-2 所示的特性中，当输入电压从 U_{sr0} 变到 U_{srm}，输出频率将从 f_{sc0} 变到 f_{scm}，在这一段中，特性呈线性关系，这个范围就是变换电路的动态范围，f_{sc0} 为起始频率，f_{scM} 为额定工作频率或满刻度频率．目前的压-频变换电路中，f_{scM} 已从 1kHz 扩展到 5 MHz 以上，动态范围为 3—6 数量级，能变换的输入电压从 1 mV 到 100V．常用的输出频率范围为 $1—10^4$Hz，与此对应的输入控制电压为 $1—10^4$ mV．在动态范围内的变换特性斜率叫做变换电路的灵敏度或变换系数，今后用符号 b 表示，b 的量纲为弧度/秒·伏，或赫兹/伏．在常规范围内，$b=1000$ Hz/V．



1——理想特性； 2——失调误差特性；
3——灵敏度误差特性； 4——非线性误差特性．

图 8-2 压-频变换电路的变换特性

由于变换电路存在各种误差，故在动态范围内，很难达到上述理想特性．由于失调，在 $U_{sr}=U_{sr0}$ 时，$f_{sc}\neq f_{sc0}$，实际起始频率与理想起始频率之间的频差 Δf_1 叫做失调偏差或偏离误差，这个误差虽可通过调零将其减到最小，但不能解决漂移引起的误差．由温度漂移引起的误差可用温度系数表示，温度系数以满刻度频率为基准，其值从 10 ppm/℃ 到 500 ppm/℃．实际特性的斜率与理想特性斜率不等将引入灵敏度误差，其大小由两个斜率之差决定．变换电路的非线性特性将产生非线性误差，如果 Δf_2 是频率实际值与理想值的最大偏差，则满刻度的非线性误差可表示为 $\frac{100\Delta f_2}{f_{scM}}\%$，其值在 0.0001% 到 1%．

在锁相技术中，压-频变换电路的输入电压有两种极性，故将图 8-2 的特性进行坐标平移，使输入电压为零时，输出信号频率刚好位于整个动态范围的中点，则上述各项性能规范对这种情况也就适用了.

二、压控振荡器

1. 压控振荡器的用途

压控振荡器通常指输出波形比较对称的压-频变换电路，所以，输出波形为正弦波、方波和三角波的压-频变换电路都属于压控振荡器，常用英文字母简写为 VCO.

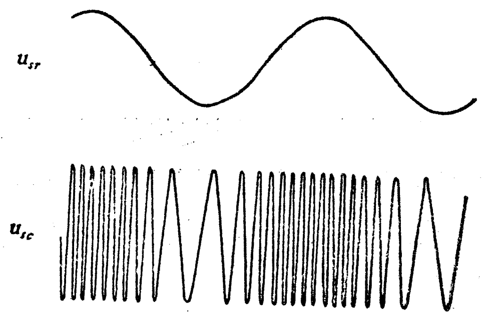


图 8-3　正弦波的调频波形

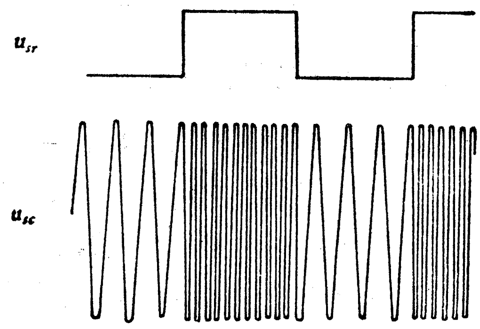


图 8-4　方波的调频波形

压控振荡器应用十分广泛. 若用直流电压作为控制电压，压控振荡器就成了频率调节十分方便的信号源. 若用正弦交流电压作为控制电压，压控振荡器就成了调频振荡器，波形如图 8-3 所示，它能输出抗干扰能力很强的调频波. 若用方波作为控制电压，压控振荡器就成了双频振荡器，波形如图 8-4 所示，它能交替的输出两种频率的波形. 若用锯齿波作为控制电压，压控振荡器就成了扫频振荡器，波形如图 8-5 所示，它能输出扫频波，等等. 上述各类信号波形已广泛应用于各种测试设备和控制系统中.

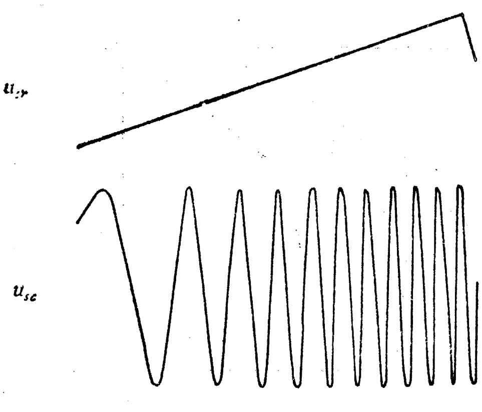


图 8-5　锯齿波的调频波形

此外，压控振荡器已成为锁相技术中的关键部件，在锁相环路中使用的压控振荡器要求线性度好，频率漂移小，动态范围宽，工作频率高，以及当控制电压为零时中心频率易于设置等.

2. 压控正弦波振荡器

(1) 积分式压控正弦波振荡器

压控正弦波振荡器不难采用积分式方案来实现，电路如图 8-6 所示[2]，它的基础是图 7-22 所示的积分式正弦波发生器.

在图 8-6 的电路中，主振回路由积分器 A_1, A_2 和反相器 A_3 组成. 两个积分器各提供 $-90°$ 的相移，反相器再提供 $-180°$ 相移，这样就满足了相位振荡条件. 振荡频率 f_{sc} 则由输入电压 U_{sr} 通过乘法器 M_1 和 M_2 来控制. 两个乘法器分别接在两个积分器的输入回路中，改变输入电压的大小，就能改变两个积分器的时间常数，从而改变了输出振荡频

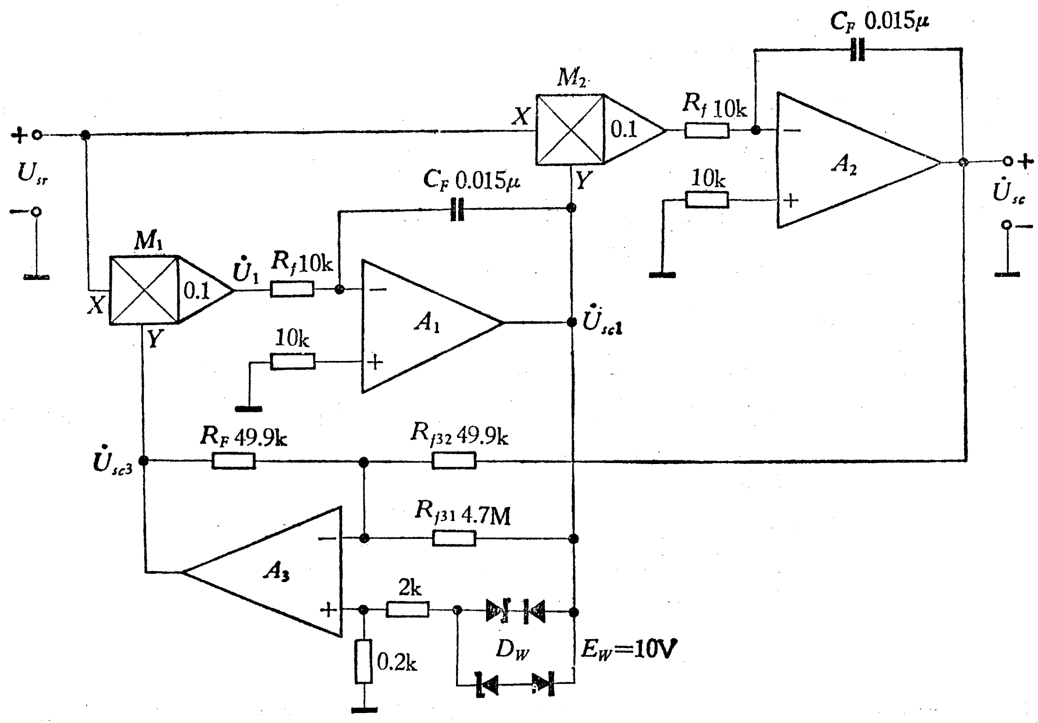


图 8-6 积分式压控正弦波振荡器

率 f_{sc}。

这个电路的输入电压 U_{sr} 与输出信号频率 f_{sc} 之间的关系可按下列步骤求得：若指定由 $\dot{U}_{sc3}$ 到 $\dot{U}_{sc}$ 为主通道，由图可知，$\dot{U}_{sc3}$ 是反相器 A_3 的输出，它加在乘法器 M_1 的 Y 输入端，故乘法器 M_1 的输出 $\dot{U}_1$ 为

$$\dot{U}_1 = 0.1\, U_{sr}\dot{U}_{sc3}$$

对积分器 A_1 而言，有

$$\frac{\dot{U}_{sc1}}{\dot{U}_1} = -\frac{1}{j\omega R_f C_F}$$

所以，从 $\dot{U}_{sc3}$ 到 $\dot{U}_{sc1}$ 之间的频率特性 $K_1(j\omega)$ 为

$$K_1(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc1}}{\dot{U}_{sc3}} = -\frac{0.1U_{sr}}{j\omega R_f C_F}$$

同理，从 $\dot{U}_{sc1}$ 到 $\dot{U}_{sc}$ 之间的频率特性 $K_2(j\omega)$ 为

$$K_2(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sc1}} = -\frac{0.1U_{sr}}{j\omega R_f C_F}$$

这样，主通道的频率特性 $K(j\omega)$ 为

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sc3}} = K_1(j\omega)K_2(j\omega) = -\frac{(0.1U_{sr})^2}{R_f^2 C_F^2 \omega^2}$$

考虑到反馈通道为反相器 A_3，它的频率特性为 $F(j\omega) = -1$，故由振荡条件式(7-1)，可得输出角频率 ω_{sc} 为

$$\omega_{sc} = \frac{0.1U_{sr}}{R_f C_F}$$

或输出信号频率为

$$f_{sc} = \frac{\omega_{sc}}{2\pi} = \frac{U_{sr}}{20\pi R_f C_F} = bU_{sr} \tag{8-3}$$

可见，输出信号频率与输入电压成正比.

为了易于起振，从积分器 A_1 的输出端到反相器 A_3 的反相端，通过 R_{f31} 形成局部正反馈. 为了稳定振幅，将积分器 A_1 的输出端，经稳压对管 D_W 和反相器 A_3 的同相端相连，组成负反馈通道. 当振幅超过 D_W 的稳定电压 E_W 时，D_W 的非线性特性使负反馈加强，限制振幅继续增长，将输出电压振幅维持在 E_W 值上. 电路的动态范围主要取决于乘法器的动态范围，这个电路的动态范围可达两个数量级，额定工作频率在 1 kHz 以上.

(2) 间接式压控正弦波振荡器

获得压控正弦波振荡器的另一种常用方案，是在压控三角波振荡器的后面，连接一个三角波-正弦波函数发生器，输入电压先改变三角波的频率，再影响正弦输出信号的频率.

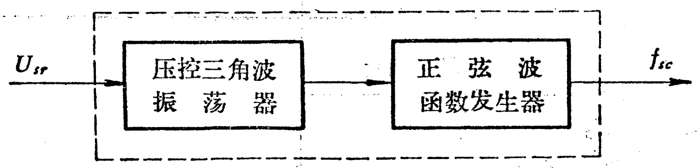


图 8-7 间接式压控正弦波振荡器框图

图 8-7 是这种方案的组成框图. 图中的压控三角波振荡器可参见本节的后续内容，三角波-正弦波函数发生器已在第七章第一节中分析过，不再重复. 具体电路可见图 8-9. 这种方案的优点是避免了直接法中的稳幅措施所带来的一系列麻烦，但为了获得精确的正弦波，往往要增加不少元器件.

3. 压控方波和三角波振荡器

(1) 采用乘法器的压控方波和三角波振荡器

利用乘法器能改变积分器时间常数的特性，可用它代替图 7-30 中的电位器 R_W，便组成了压控方波和三角波振荡器，电路如图 8-8 所示. 图中，从 A_2 得到压控三角波，从 A_1 得到压控方波.

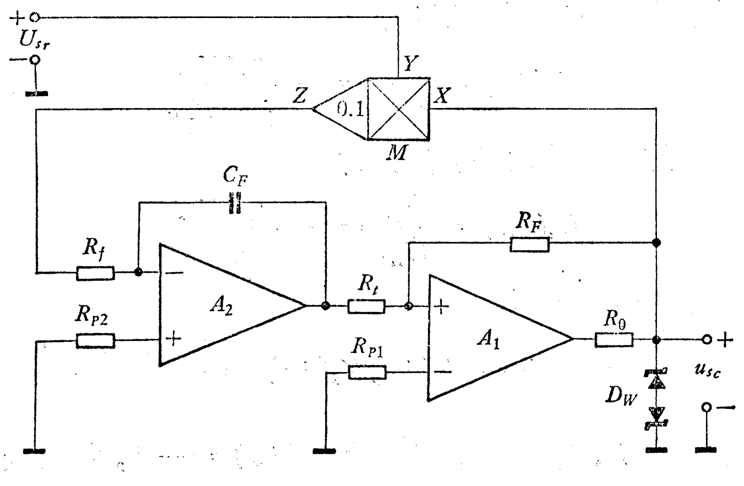


图 8-8 采用乘法器的压控方波和三角波振荡器

将图 8-8 与图 7-30(a) 相比可知，迟滞比较器 A_1 的上、下门限电位 E_{ms} 和 E_{mx} 仍由式(7-46)决定，三角波和方波幅值也完全相同，不同之处仅在于频率关系式(7-49)中的电位器 R_W 的分压系数 a_W，现在应由乘法器的增益系数 0.1 U_{sr} 代替，故本电路的输出信号频率可表示为

$$f_{sc}=\frac{R_F}{40R_tR_fC_F}U_{sr}=bU_{sr} \tag{8-4}$$

可见，输出信号频率与输入电压成正比．这个电路的主要缺点是乘法器的非线性影响较大．

（2）典型的压控多输出波形振荡器

为了避免乘法器的非线性影响，提高线性度，可用两个反相器加上适当的模拟开关，代替乘法器，电路如图 8-9 所示，输入电压通过反相器 A_3 和 A_4 来改变被积电压的大小，进而控制振荡频率．这个电路除了输出三角波和方波外，还通过正弦函数发生器输出正弦波，正弦函数发生器可采用图 7-27(a) 的电路．迟滞比较器 A_1 反馈回路中的 20 kΩ 电位器，用来调节三角波的峰-峰值，以便配合场效应管正弦函数发生器，使正弦波失真最小．

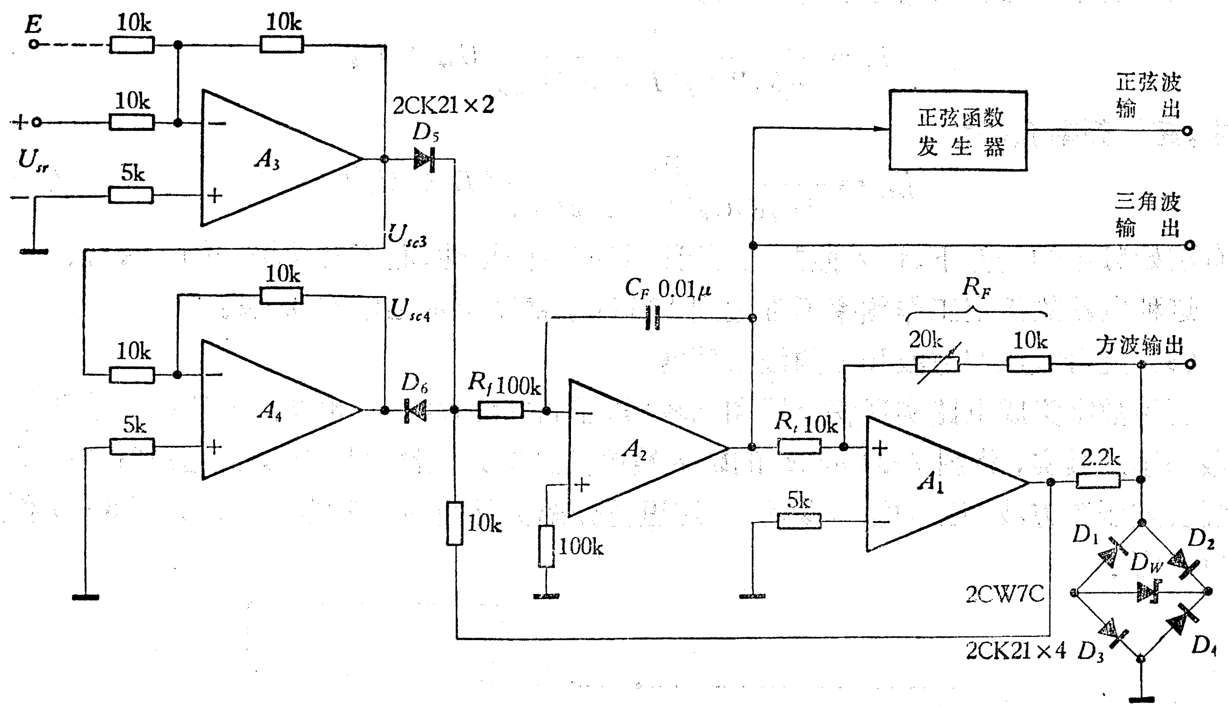


图 8-9　压控多输出波形振荡器

两个反相器 A_3 和 A_4 的组成方式完全相同，又互相串接，故只要反馈回路电阻公差足够小，两者的输出电压必然大小相等，方向相反，可表示为

$$U_{sc4}=-U_{sc3}=U_{sr}$$

至于是 U_{sc4}，还是 U_{sc3} 送到积分器 A_2 进行积分，则由迟滞比较器 A_1 控制的开关二极管 D_5 和 D_6 的偏置情况决定．当 A_1 输出为高电位，只要 A_1 的正向饱和输出电压大于最大控制电压 U_{srM}，则 D_5 反向偏置，D_6 正向导通，积分器 A_2 对 U_{sc4} 进行积分．当 A_1 输出为低电位，只要 A_1 的负向饱和输出电压在数值上大于 U_{srM}，则 D_6 反向偏置，D_5 正向导通，A_2 对 U_{sc3} 进行积分．由于 U_{sc4} 和 U_{sc3} 这两个被积电压大小相等、方向相反，而迟滞比较器 A_1 的上、下门限电位由式(6-94)决定，也是大小相等、方向相反的，所以积分器和比较器的输出分别为对称三角波和方波．

设图中所有二极管的正向压降相等，记作 U_D，则由限幅桥路所决定的方波的峰-峰值为 $2(E_W+2U_D)$．由于 $E_i=0$，$E_g=-E_d=E_W+2U_D$，将它们代入式(6-94)

中，得三角波的峰-峰值为 $2R_t(E_W+2U_D)/R_F$。这个电路的输出频率 f_{sc} 可据式(7-48)求得。据该式中各符号的含义，结合本电路的情况，有

$$\tau_1=\tau_2=R_fC_F$$

$$\Delta E_m=\frac{2R_t}{R_F}(E_W+2U_D)$$

$$U_{sr1}=U_{sc3}-U_D=-(U_{sr}+U_D)$$

$$U_{sr2}=U_{sc4}+U_D=U_{sr}+U_D$$

代入式(7-48)，得

$$f_{sc}=\frac{R_F}{4R_tR_fC_F(E_W+2U_D)}(U_{sr}+U_D) \tag{8-5}$$

在压控振荡器中，有时要求 $U_{sr}=0$ 时，起始频率不为零，为此，可像图中虚线那样，加入起始电压 E，这时，输出信号频率为

$$f_{sc}=\frac{R_F}{4R_tR_fC_F(E_W+2U_D)}U_{sr}+f_{sc0} \tag{8-6}$$

式中，起始频率 f_{sc0} 为

$$f_{sc0}=\frac{R_F}{4R_tR_fC_F(E_W+2U_D)}(E+U_D) \tag{8-7}$$

在有起始频率的条件下，输入控制电压可以具有不同极性，而不必为单一的正极性。

这种电路的额定工作频率不难达到 10 kHz，精度也不难做到 0.1%。

(3) 混合式压控方波和三角波振荡器

利用数字集成电路实现积分器和比较器之间的反馈联系，也能组成压控方波和三角波振荡器。其实，将图 7-32 的 A_4 的输入端改接到输入控制电压 U_{sr}，该电路就变成了一个混合式压控方波和三角波振荡器。这里再介绍另外两种类型的电路，如图 8-10 和图 8-11 所示。

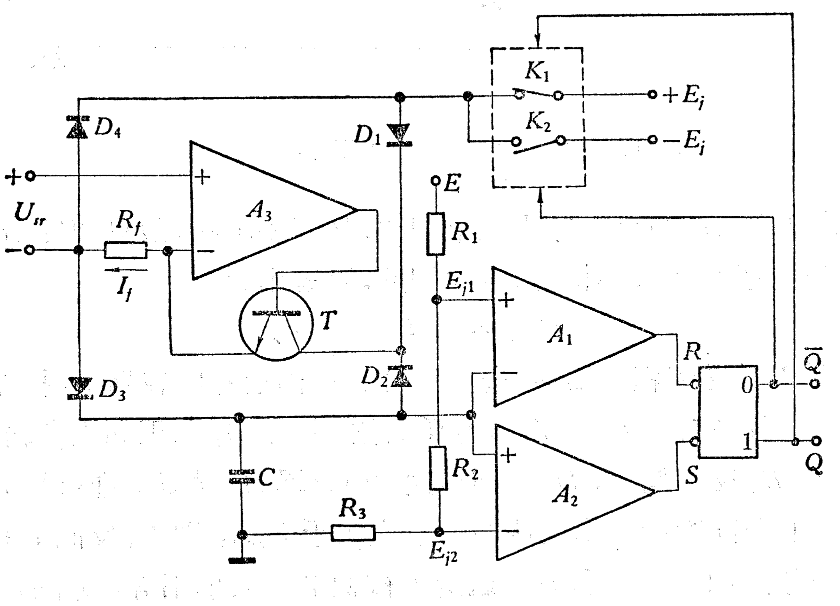


图 8-10 采用电压-电流变换器的压控振荡器

如果利用电压-电流变换器先将输入控制电压变换成电流，再对定时电容充放电，则只用一只组件就能同时完成输入信号变换和积分的功能，电路如图 8-10 所示，它比图 7-32 少用一只线性组件。图中，A_3 组成电压-电流变换器，定时电容 C 完成积分作用，专

用比较器 A_1，A_2 和 R–S 触发器组成迟滞比较器(见图 6–42)，由这个比较器控制的 MOS 场效应管模拟开关 K_1 和 K_2 用来改变积分电流方向．从 R–S 触发器得到方波输出，从积分电容两端得到三角波输出．

电压-电流变换器 A_3 的反馈回路元件为晶体管 T，它和二极管桥路一起为 R_f 提供单方向电流 I_f，而控制电流 I_f 的大小取决于输入电压 U_{sr}，考虑到运算放大器 A_3 的同相端与反相端电位相等，由 U_{sr} 决定的 I_f 为

$$I_f = \frac{U_{sr}}{R_f}$$

这个电流 I_f 在定时电容 C 中的流向取决于模拟开关 K_1 和 K_2 的状态．在工作时，电路连接方式保证了两个开关中，一个接通，另一个就必然关断．若像图示那样，当 K_1 接通，K_2 关断时，I_f 的流向将由正基准电源 E_j 经 K_1，D_1，T，R_f 和 D_3 对积分电容 C 充电．相反，若 K_2 接通，K_1 关断，二极管桥路将改变电容 C 中的电流方向，变成放电．由于充放电电流由同一电压-电流变换器供给，这就保证了在正、负方向的积分具有相同的线性度．

因为 E_{j1} 和 E_{j2} 由分压器 R_1，R_2 和 R_3 设置，故据图 6–42 的分析，这个混合迟滞比较器的三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms} = E_{j1} = \dfrac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} E \\ E_{mx} = E_{j2} = \dfrac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} E \\ \Delta E_m = E_{j1} - E_{j2} = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} E \end{cases}$$

当 I_f 向电容 C 充电，使 C 两端电压达到上门限电位 E_{ms} 时，比较器 A_1 由高电位突变为低电位，将 R–S 触发器置“0”，把 K_1 关断，K_2 接通，定时电容放电开始．当 C 两端电压放电到下门限电位 E_{mx}，比较器 A_2 由高电位变为低电位，R–S 触发器置“1”，将 K_1 接通，K_2 关断，充电又开始．上述过程周而复始，形成压控振荡．显然，定时电容上的三角波峰-峰值为 ΔE_m，触发器输出端的方波峰-峰值由它的高、低输出逻辑电平之差决定。

如果一周期中，输入控制电压 U_{sr} 为常数，则充电和放电电流相等，而充、放电过程中的电容电压变化量都为 ΔE_m，所以充、放电的时间相等．因为

$$\Delta U_C = \frac{1}{C}\int I_C dt \tag{8-8}$$

所以，有

$$\Delta E_m = \frac{1}{C}\int_0^{T_1} I_f dt = \frac{1}{C}\int_0^{T_2} I_f dt$$

由此，得

$$T_1 = T_2 = \frac{\Delta E_m C}{I_f} = \frac{R_2 R_f C E}{(R_1 + R_2 + R_3) U_{sr}}$$

故输出信号频率 f_{sc} 与 U_{sr} 的关系为

$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{2 R_2 R_f C E} U_{sr} = b U_{sr} \tag{8-9}$$

这类电路的额定工作频率可达 10 kHz 以上．

因为迟滞比较器实质上是一个施密特触发器，所以也可以用数字集成电路代替它，而

不必采用线性组件．这样，用一只通用型集成运算放大器和一片数字集成电路就能组成压控三角波和方波振荡器，它不仅有良好的线性度，而且元器件数量、连接线和功耗都能大大减小，电路如图 8-11 所示[3]．

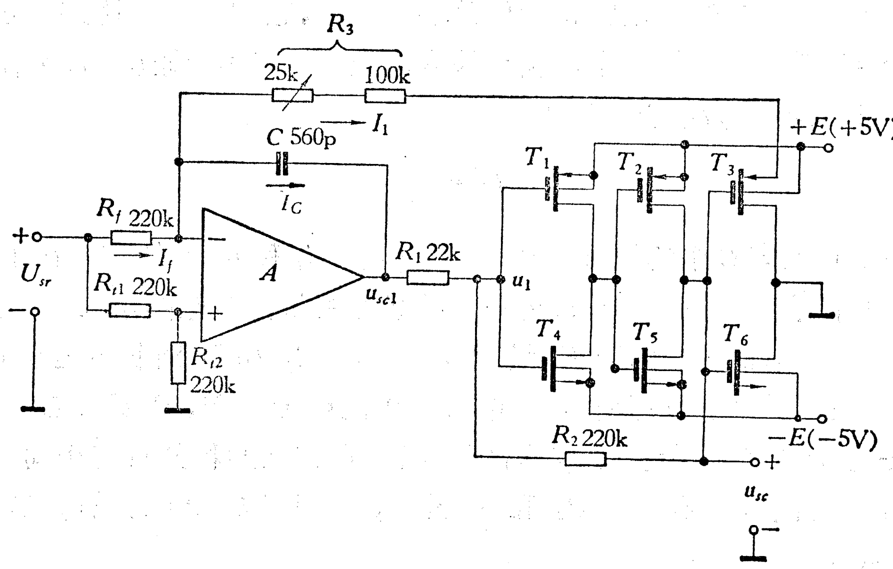


图 8-11　两片集成电路组成的混合式压控振荡器

图 8-11 中的数字集成电路是互补型 MOS 集成电路，共六只 MOS 管，三只P沟道增强型管子 T_1，T_2 和 T_3，三只N沟道增强型管子 T_4，T_5 和 T_6，T_1 和 T_4，T_2 和 T_5 分别组成互补反相器，然后与 R_1，R_2 一起组成施密特触发器．互补反相器的输出高电位 E_g 几乎等于正电源电压 E，输出低电位 E_d 几乎等于负电源电压 $-E$，所以有

$$E_g = -E_d = E$$

互补反相器的翻转特性很陡，正、负电源电压又大小相等，方向相反，故可认为，触发器发生翻转的电位为零，据图中符号，即 $u_1 = 0$．而

$$u_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{sc1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{sc}$$

因此，在 $u_{sc} = E_g = E$，$u_1 = 0$ 时，可得下门限电位为

$$E_{mx} = -\frac{R_1}{R_2} E_g = -\frac{R_1}{R_2} E$$

同理，在 $u_{sc} = E_d = -E$，$u_1 = 0$ 时，可得上门限电位为

$$E_{ms} = -\frac{R_1}{R_2} E_d = \frac{R_1}{R_2} E$$

故门限宽度为

$$\Delta E_m = E_{ms} - E_{mx} = \frac{2R_1}{R_2} E \tag{8-10}$$

显然，ΔE_m 就是积分器 A 的输出三角波的峰-峰值．从触发器输出端得到的方波的峰-峰值为 $2E$

流向积分电容 C 的电流为输入电流 I_f 和反馈电流 I_1 之差．根据图示接法，可知

$$U_- = U_+ = \frac{R_{t2}}{R_{t1} + R_{t2}} U_{sr}$$

故

$$I_f = \frac{U_{sr} - U_-}{R_f} = \frac{R_{t1}}{R_f(R_{t1} + R_{t2})} U_{sr}$$

反馈电流 I_1 则取决于开关管 T_3 的状态. 为了使 T_3 的开启电压更负一些，将该管的衬底接到正电源 E. 当 $u_{sc} = E_g = E$ 时，T_3 关断，$I_1 = 0$. 所以,积分器从上门限电位向下门限电位积分时的充电电流 I_{C1} 为

$$I_{C1} = I_f - I_1 = I_f$$

当 $u_{sc} = E_d = -E$，T_3 接通,设导通电阻为 R_{on}，在漏极接地的条件下,反馈电流为

$$I_1 = \frac{U_-}{R_3 + R_{on}}$$

R_{on} 约等于 400 Ω,若选 $R_3 \gg R_{on}$，并将 U_- 的具体值代入,可得

$$I_1 \approx \frac{U_-}{R_3} = \frac{R_{t2}}{R_3(R_{t1} + R_{t2})} U_{sr}$$

所以,积分器从下门限电位往上门限电位积分时的放电电流为

$$I_{C2} = I_f - I_1 \approx \frac{1}{R_{t1} + R_{t2}} \left(\frac{R_{t1}}{R_f} - \frac{R_{t2}}{R_3} \right) U_{sr}$$

选择参数时,使

$$R_f = R_{t1} = R_{t2} = 2R_3 \tag{8-11}$$

则有

$$I_{C2} \approx -\frac{R_{t1}}{R_f(R_{t1} + R_{t2})} U_{sr} = -I_f$$

这样,充电电流 I_{C1} 和放电电流 I_{C2} 大小相等，方向相反，故充、放电速度相同，再加上充、放电期间的电压变化量都为 ΔE_m，导致充、放电时间相等,输出波形对称. 由式(8-8),可得

$$T_1 = T_2 = \frac{\Delta E_m C}{I_f} = \frac{2R_1(R_{t1} + R_{t2})R_f CE}{R_2 R_{t1} U_{sr}}$$

所以,输出信号频率为

$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_2 R_{t1} U_{sr}}{4R_1(R_{t1} + R_{t2})R_f CE}$$

将条件式(8-11)代入上式,最后得

$$f_{sc} = \frac{R_2}{8R_1 R_f CE} U_{sr} = bU_{sr} \tag{8-12}$$

可见,输出信号的频率与输入电压成正比.

这个电路的额定工作频率为 50 kHz，动态范围超过三个数量级.

三、压-频变换器

我们把输出信号波形为矩形脉冲的电压-频率变换电路取名为压-频变换器，可用英文字母简写为 VFC. 压-频变换器在遥测系统、数字仪表和医用仪器中应用非常广泛.压-频变换器又是压-频模-数变换器的核心部件，在这种应用中，它的动态范围一般都在 10^4 以上. 若下限频率为 1 Hz，为了分辨出这 1 Hz 的变化，模-数变换器的计数时间(变换周期)至少为一秒，如果还要求延长这个时间，就可能无法满足遥测系统和数字电表的要求了. 换句话说,模-数变换器所允许的最长变换周期,使压-频变换器的输出频率有一个最

低下限值，约为 1 Hz 左右. 这样，为了提高模-数变换器的精度，扩大动态范围，只能提高压-频变换器的额定工作频率，并尽可能减小非线性误差. 围绕这些问题，提出了各种压-频变换器方案，可粗略分为简单压-频变换器和精密压-频变换器，前者简单，但精度不高，后者复杂，但精度很高，各有优缺点.

1. 简单压-频变换器

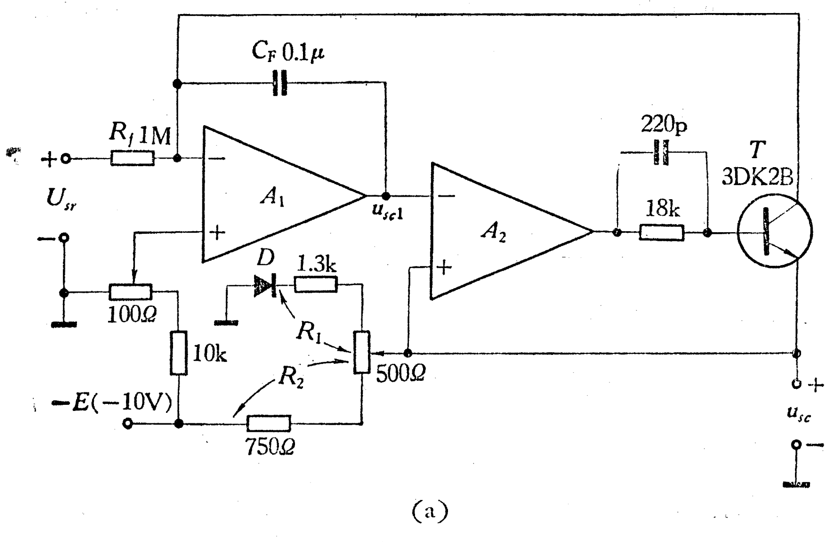
(1) 工作原理

简单压-频变换器主要由三部分组成：积分器、比较器和接在它们的反馈回路中的自动复位模拟开关. 各种简单压-频变换器的主要差别在于复位方法、复位时间的长短以及它对变换精度的影响. 但工作原理基本相似，下面以晶体管作复位开关的压-频变换器为例，对这类变换器的工作原理和性能改进进行分析讨论.

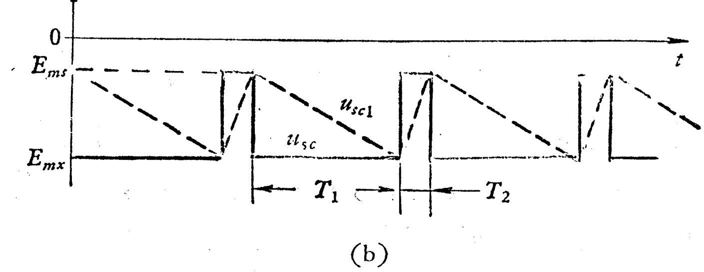
用晶体管作为复位开关时，非线性误差可低于 0.1%，工作频率可从几赫兹延伸到几千赫兹.

根据 DDZ-III 型电动单元组合仪表的比例积算器的要求，当输入控制电压为 0—6V 时，压-频变换器的输出脉冲频率应为 0—10 Hz，图 8-12 所示电路能满足这个要求，它的满刻度非线性误差约为 0.06%.

迟滞比较器 A_2 的性能参数与开关管 T 的状态有关，当 A_2 输出为正向饱和电压，T 处于接通状态时，由于积分器 A_1 的反相端为"虚地"，所以比较器 A_2 的同相端电位仅比地低一个 T 的饱和压降，若略去这个饱和压降，则比较器的上门限电位为 $E_{ms}=0$. 当 A_2 输出为负向饱和电压，T 处于关断状态时，A_2 的同相端电位由 R_1 和 R_2 组成的分压器决定，



(a)



(b)

图 8-12 用晶体管开关复位的压-频变换器之一

(a) 电路；(b) 波形.

所以，这个比较器的三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms} = -U_{ces} \approx 0 \\ E_{mx} = -\dfrac{R_1}{R_1 + R_2}(E - U_D) - U_D \\ \Delta E_m = -U_{ces} + \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}(E - U_D) + U_D \approx \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} E \end{cases}$$

不难看出，ΔE_m 既是积分器输出锯齿波的峰-峰值，也是输出脉冲的峰-峰值，电路波形如图 8-12(b) 所示.

积分器 A_1 在正输入电压 U_{sr} 的作用下，由上门限电位 E_{ms} 积分到下门限电位 E_{mx} 的时间 T_1，可由式(7-48)求得，考虑到这时开关管 T 关断，所以有

$$T_1 = \frac{\tau \Delta E_m}{U_{sr}} \approx \frac{R_1 R_f C_F E}{(R_1 + R_2) U_{sr}}$$

当积分器 A_1 的输出达到下门限电位 E_{mx}，比较器 A_2 改变状态，它的输出由负向饱和电压变到正向饱和电压，开关管 T 接通，二极管 D 反向偏置，故 C_F 的放电电流为

$$I_{C1} \approx \frac{E}{R_2} - \frac{U_{sr}}{R_f} = \frac{R_f E - R_2 U_{sr}}{R_2 R_f}$$

所以，由式(8-8)可得积分器由下门限电位积分到上门限电位的复位时间 T_2

$$T_2 = \frac{C_F \Delta E_m}{I_{C1}} \approx \frac{R_1 R_2 R_f C_F E}{(R_1 + R_2)(R_f E - R_2 U_{sr})}$$

因为 $R_f \gg R_2$，所以 $T_1 \gg T_2$，故输出脉冲频率 f_{sc} 可表示为

$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1}{T_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_f C_F E} U_{sr} = b U_{sr} \tag{8-13}$$

可见，这种变换器的输出脉冲频率只有近似线性关系，为了减小非线性误差，应使 $R_f \gg R_2$. 电路中的两个电位器用来调零和调满刻度. 输入电压为零时，调 100 Ω 电位器，使输出频率为零，输入电压为 6 V 时，调 500 Ω 电位器，使输出频率为 10 Hz. 因为调零与调满刻度相互影响，要反复几次才能调好.

在有些变换电路中，希望变换电路有较高的额定工作频率，这时，可采用图 8-13 的方案，该电路的额定工作频率在 1 kHz 以上，动态范围约三个数量级，非线性误差小于0.1%. 这个电路的复位开关管 T 直接和积分电容并联，故放电电流差不多是 T 的饱和电流，可减小复位时间，提高额定工作频率.

在图 8-13 中，由 A_2 组成反馈通路具有方向性的迟滞比较器，由图 6-39(b) 可知，它具有上行迟滞特性，输出高电位为运算放大器 A_2 的正向饱和压降，输出低电位由稳压管 D_W 限定，为

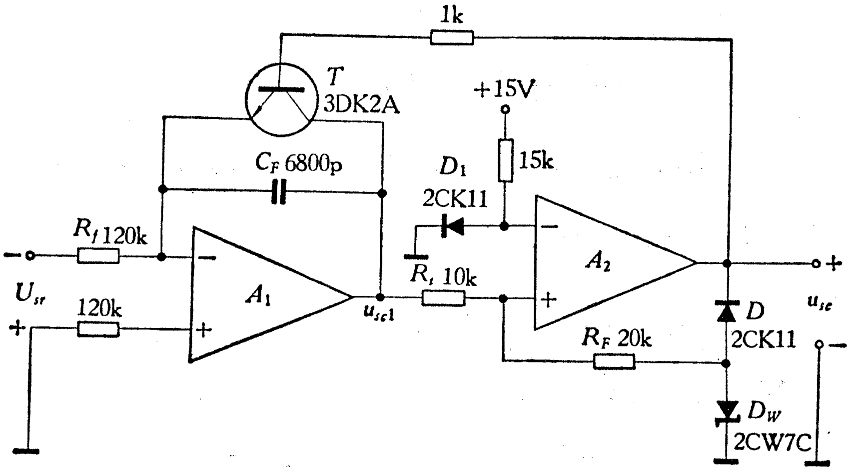
$$E_d = -(E_W + U_D)$$

当 D_1 和 D 匹配时，两管的正向压降都为 U_D，所以 A_2 反相端的电压为

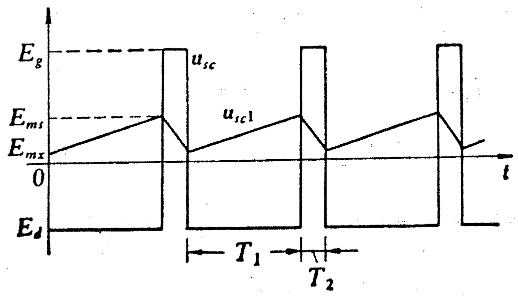
$$U_- = E_j = U_D$$

故由式(6-97)得此比较器的三个参数为

$$\begin{cases} E_{ms} = \left(1 + \dfrac{R_t}{R_F}\right) U_D + \dfrac{R_t}{R_F} E_W \\ E_{mx} = U_D \\ \Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_F}(E_W + U_D) \end{cases}$$



(a)



(b)

图 8-13 额定工作频率在 1 kHz 以上的晶体管开关复位的压-频变换器

(a) 电路；(b) 波形.

ΔE_m 就是积分器输出锯齿波的峰-峰值.

若在一周期中，输入电压 U_{sr} 不变，则积分器 A_1 从下门限电位积分到上门限电位所需的时间 T_1，可由式(7-48)求得

$$T_1 = \frac{R_f C_F \Delta E_m}{U_{sr}} = \frac{R_t R_f C_F (E_W + U_D)}{R_F U_{sr}}$$

积分器从上门限电位放电到下门限电位的复位时间 T_2 由 ΔE_m、开关管 T 的饱和电阻和积分电容 C_F 决定，和 T_1 相比，T_2 很小，可略去不计，故输出脉冲频率可表示为

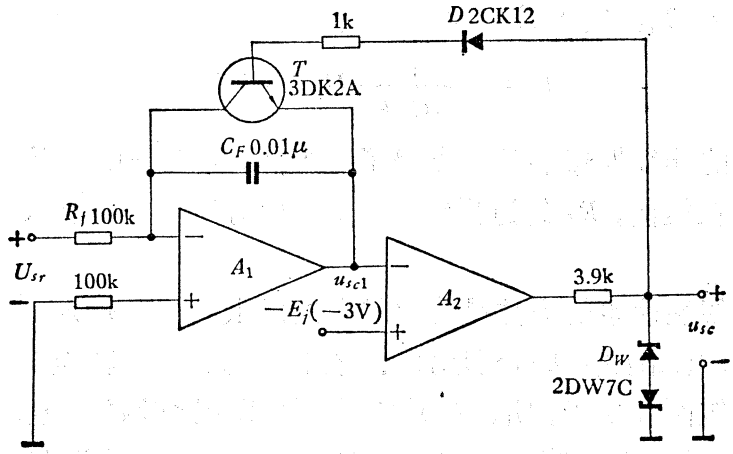
$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1}{T_1} = \frac{R_F}{R_t R_f C_F (E_W + U_D)} U_{sr} = b U_{sr} \tag{8-14}$$

所以，这个电路的输出脉冲频率与输入控制电压也只有近似线性关系，开关管 T 的饱和电阻愈小，线性度愈好. 由于放电时，T 有一定的饱和电压，故比较器反相端的基准电压不能低于饱和电压，以保证电路正常工作.

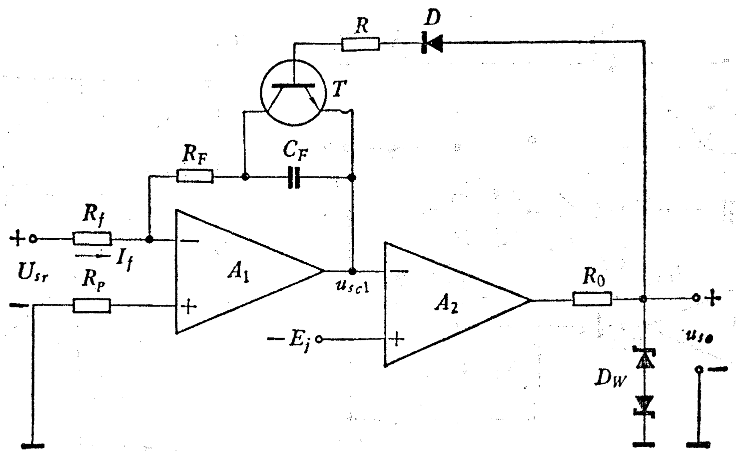
(2) 性能改进

复位时间引起的非线性误差可以通过电路改进使其下降. 在晶体管开关复位的压-频变换器的基本电路中，增加一些元件，可以补偿复位时间引入的非线性误差，电路如图 8-14 所示，图中(a)为原型电路，(b)为改进电路，两者的差别仅在于积分反馈回路中多了一只电阻，其目的是使复位时间与输入电压联系起来，以便消除复位时间带来的非线性影响.

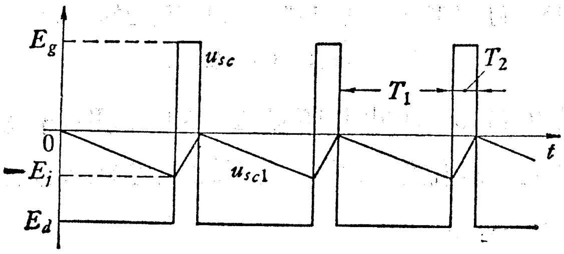
在图 8-14(b) 的改进电路中，在复位结束瞬间，积分电容 C_F 上的电压为开关管 T 的饱和压降，可近似为零，加上 $R_f \gg R_F$ 的条件，可近似认为复位结束瞬间，A_1 的输出电压为零. 这样，在正输入电压 U_{sr} 作用下，积分器 A_1 由零负向积分，它的输出电压 u_{sc1} 达到单限比较器 A_2 的门限电位 $-E_j$ 时，A_2 输出由低电位变为高电位，D 正向偏置，开关管 T 接通，再次复位，形成压控振荡.



(a)



(b)



(c)

图 8-14 非线性误差的补偿

(a) 原型电路；(b) 改进电路；(c) 波形.

设负向积分时，A_1 输出 u_{sc1} 由零积分到 $-E_j$ 的时间为 T_1，则有

$$u_{sc1} = -E_j = -I_f\left(R_F + \frac{T_1}{C_F}\right)$$

因为 $I_f = U_{sr}/R_f$，所以有

$$T_1 = \frac{R_f C_F E_i}{U_{sr}} - R_F C_F$$

设复位时间为 T_2，则输出脉冲频率可表示为

$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{\dfrac{R_f C_F E_i}{U_{sr}} - R_F C_F + T_2}$$

调节 R_F，使 $R_F C_F = T_2$，则上式变为

$$f_{sc} = \frac{1}{R_f C_F E_j} U_{sr} = b U_{sr} \tag{8-15}$$

这样，复位时间 T_2 的非线性影响就被克服了．当然，完全补偿几乎是不可能的，不过，如果输入电压变化比较缓慢，R_F 经过仔细调整，这种方法还是能够大大提高变换器的线性度．

另一种克服非线性误差的方法是将比较器的门限电位和输入信号联系起来，以便补偿复位时间的影响，电路如图 8-15 所示[4]．该电路的另一个特点是仅用一只运算放大器就完成了积分和比较两种功能，所以电路简单，性能也比较好．它的动态范围为 10^3，灵敏度为 300 Hz/V，输入电压范围为 0—20 V，电容复位时间为 15 μs，非线性误差约为 ±0.015%．

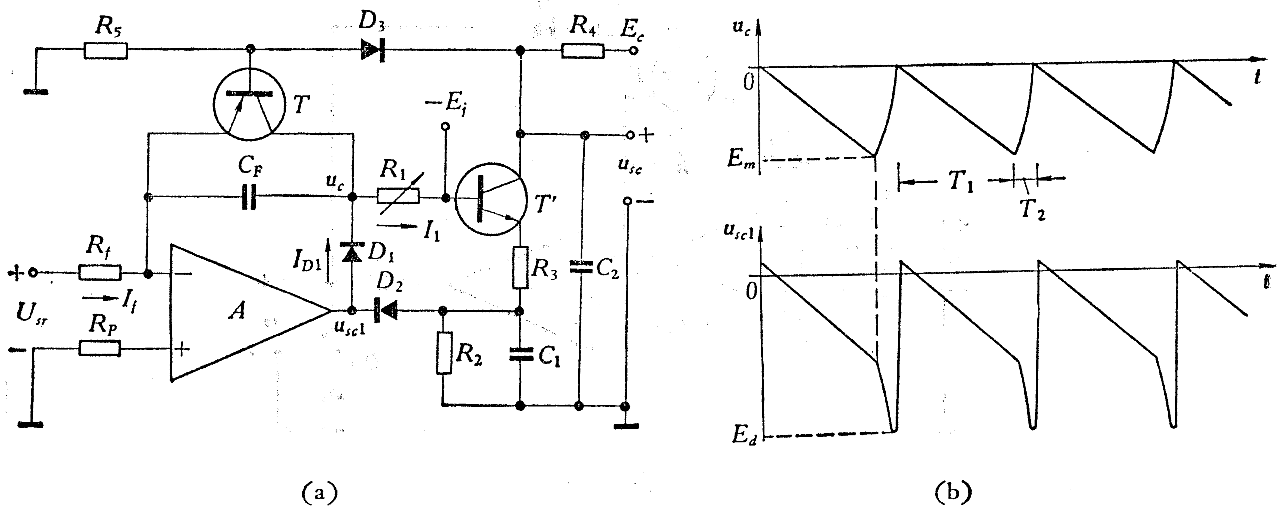


图 8-15　利用门限电位来补偿复位时间引起的非线性误差

(a) 电路；(b) 波形．

图 8-15 电路由晶体管 T 复位，脉冲电压从 T' 集电极取出．复位时，C_F 两端的电压 u_C 几乎为零，D_1 处于导通状态．复位结束后，在正输入电压 U_{sr} 作用下，积分器负向积分，流过 D_1 的电流 $I_{D_1} = I_1 - I_f$，而

$$I_1 = \frac{u_C + E_j}{R_1}$$

$$I_f = \frac{U_{sr}}{R_f}$$

故有

$$I_{D_1} = \frac{u_C + E_j}{R_1} - \frac{U_{sr}}{R_f} \tag{8-16}$$

在负向积分时间 T_1 中，积分器 A 的输出电压 u_{sc1} 不断下降，且趋向 $-E_j$，所以 I_1 逐渐减

小，与此同时，I_{D_1} 也逐渐减小．当 I_{D_1} 下降到零，D_1 反向偏置，将运算放大器 A 的负反馈回路断开，A 的功能从积分转变为比较，在此瞬间，A 的输出电压 u_{sc1} 迅速达到负向饱和电压，并通过 D_2 使 T' 导通，于是 D_3 正向偏置，开关管 T 接通，新的复位开始．可见，$I_{D_1}=0$ 的瞬间是复位开始时刻，所以，令式(8-16)右边等于零，可求得门限电位 E_m

$$E_m=\frac{R_1}{R_f}U_{sr}-E_j$$

这就意味着，门限电位与输入电压有关，积分电容上的电压 u_C 积到何值复位，由输入电压和基准电压决定．

因为积分电容两端电压在负向积分中的电压变化量为

$$\Delta U_C=0-E_m=E_j-\frac{R_1}{R_f}U_{sr}$$

若在一周期中 U_{sr} 基本不变，则由式(7-48)可求得积分电容两端电压负向充电时间 T_1 为

$$T_1=\frac{R_fC_F\Delta U_C}{U_{sr}}=\frac{R_fC_FE_j}{U_{sr}}-R_1C_F$$

如果复位时间为 T_2，则输出脉冲频率可表示为

$$f_{sc}=\frac{1}{T_1+T_2}=\frac{1}{\dfrac{R_fC_FE_j}{U_{sr}}-R_1C_F+T_2}$$

调节 R_1，使 $R_1C_F=T_2$，上式变为

$$f_{sc}=\frac{1}{R_fC_FE_j}U_{sr}=bU_{sr} \tag{8-17}$$

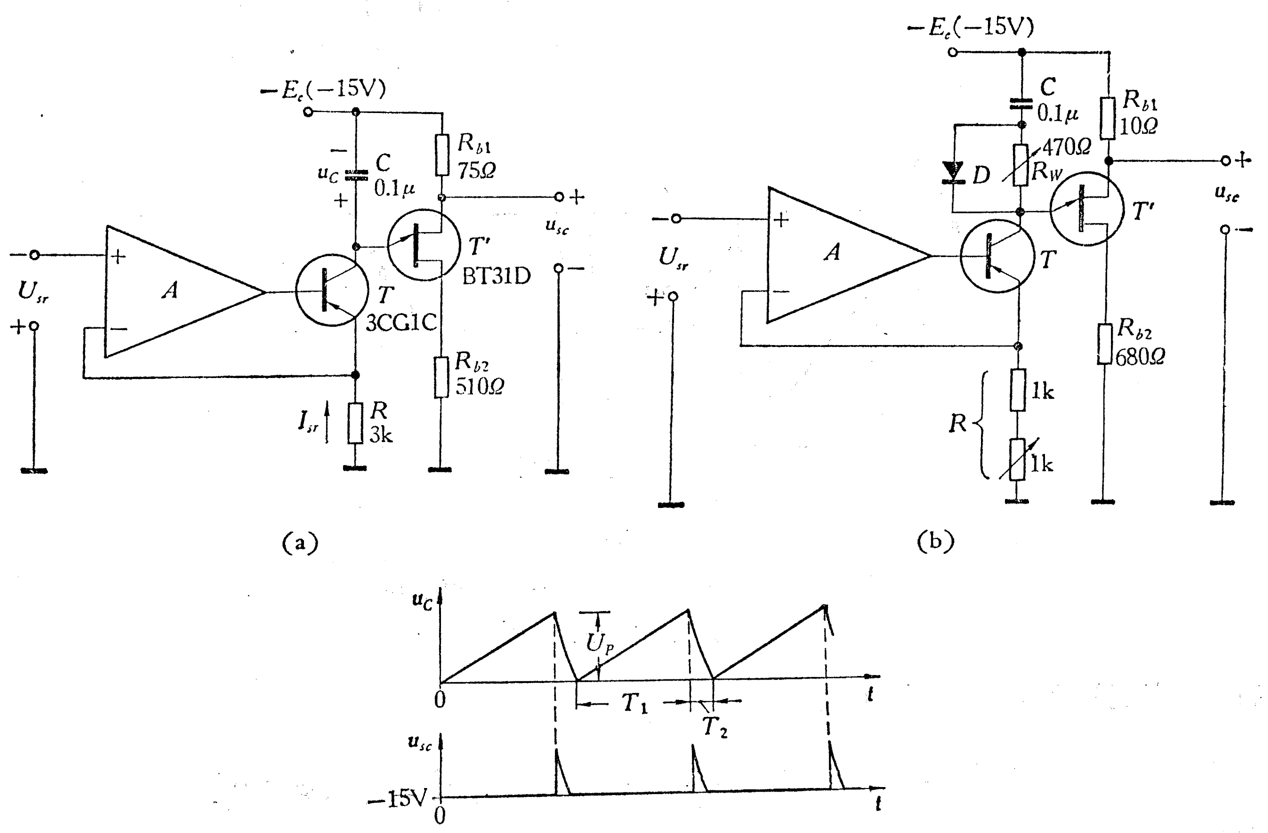


图 8-16 采用单结晶体管开关复位的简单压-频变换器

(a) 简单电路；(b) 改进电路；(c) 波形.

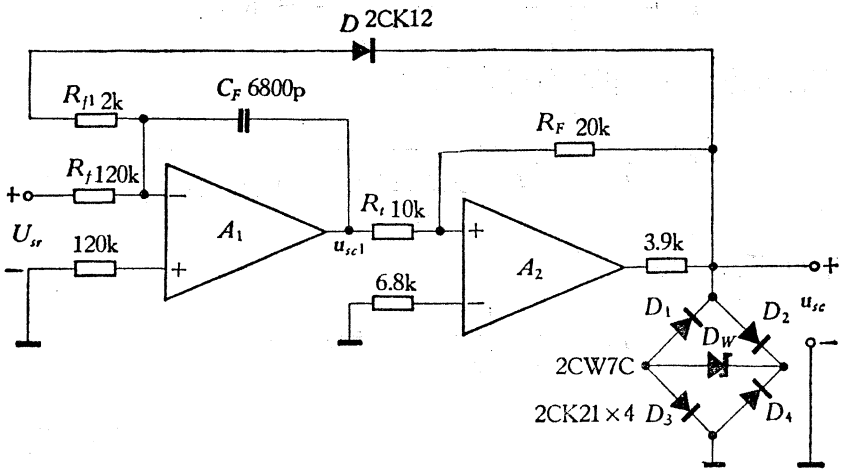
这样，输出信号频率与输入控制电压有了精确的线性关系.

图中的电容 C_2 可以保证在 T 未接通之前，运算放大器 A 的输出电压 u_{sc1} 能够突跳到负向饱和电压. 电容 C_1 可加长晶体管 T 和 T' 的接通时间，以便积分电容 C 有足够的时间放电到零. C_1 和 C_2 的大小可通过实验调整决定.

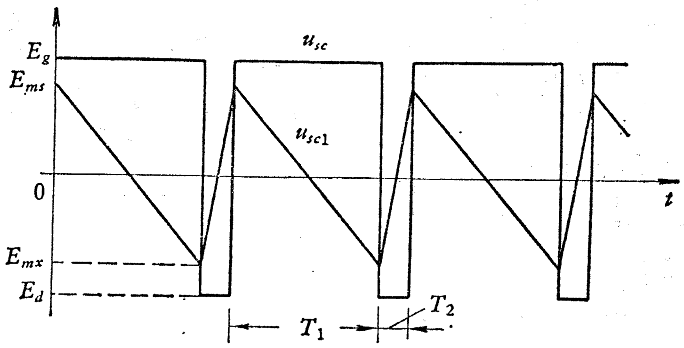
除了用晶体管作复位开关外，也可用单结晶体管、二极管或场效应管等作复位开关，电路分别见图 8-16、图 8-17 和图 8-18. 对图 8-16(a) 的电路，若略去复位时间 T_2，则输出脉冲频率 f_{sc} 可表示为

$$f_{sc}=\frac{1}{T_1+T_2}\approx\frac{1}{T_1}=\frac{U_{sr}}{RC(U_D+\eta E_e)}=bU_{sr} \tag{8-18}$$

式中，η 和 U_D 分别为单结晶体管 T' 的分压比和 e-b_1 结的正向压降. 这个电路的非线性误差也主要由复位时间 T_2 形成，若变换器的额定工作频率为 10 kHz，$T_2=0.1\ \mu s$，则由 T_2 引起的满刻度非线性误差达 0.1%. 为了消除非线性误差，可采用图 8-16(b) 的改



(a)



(b)

图 8-17 采用二极管复位的简单压-频变换器

(a) 电路; (b) 波形.

进电路[5]，这时，输出脉冲频率为

$$f_{sc}=\frac{1}{T_1+T_2}=\frac{U_{sr}}{RC(U_D+\eta E_e)+(T_2-Ca_WR_W)U_{sr}}$$

若仔细调节 R_W 的分压系数 a_W，使 $T_2=Ca_WR_W$，则上式简化为

$$f_{sc}=\frac{U_{sr}}{RC(U_D+\eta E_e)}=bU_{sr} \tag{8-19}$$

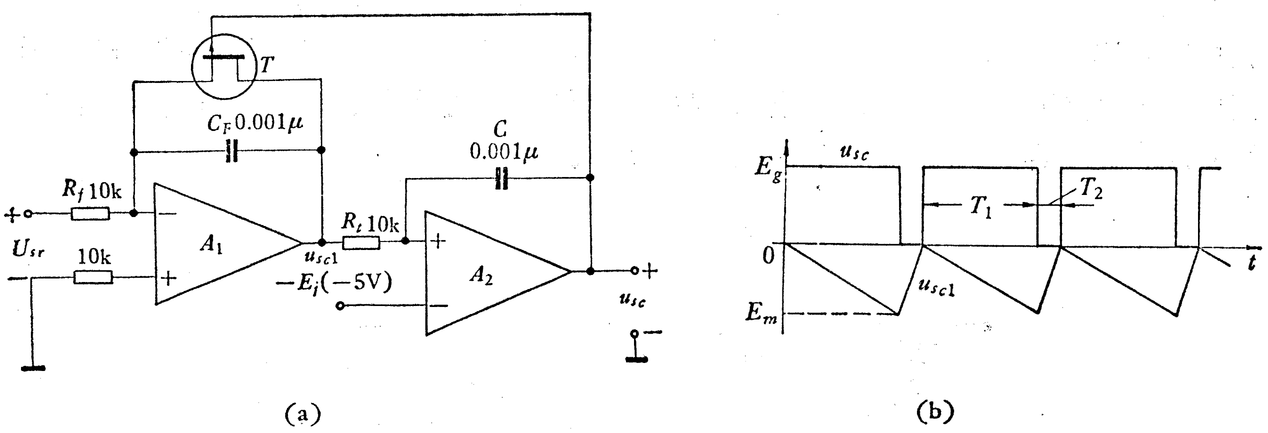


图 8-18 采用场效应管复位的简单压-频变换器

(a) 电路； (b) 波形.

可见，像晶体管复位的改进电路一样，线性度也能大大改善．这类电路的额定工作频率约为 1—10 kHz.

对于图 8-17 的由二极管复位的压-频变换器有

$$T_1 = \frac{2R_tR_fC_F(E_W + 2U_D)}{R_FU_{sr}}$$

$$T_2 = \frac{2R_tR_fR_{f1}C_F(E_W + 2U_D)}{R_F[R_f(E_W + U_D) - R_{f1}U_{sr}]}$$

通常有 $T_2 \ll T_1$，故输出脉冲频率 f_{sc} 可表示为

$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1}{T_1} = \frac{R_F}{2R_tR_fC_F(E_W + 2U_D)}U_{sr} = bU_{sr} \tag{8-20}$$

为了降低复位时间 T_2 产生的非线性误差，应使 $R_f \gg R_{f1}$. 这种电路的动态范围可达三个数量级以上，精度高于 1%.

对于图 8-18 的由场效应管复位的压-频变换器有[6]

$$f_{sc} = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1}{T_1} = \frac{1}{R_fC_FE_i}U_{sr} = bU_{sr} \tag{8-21}$$

这个电路的额定工作频率可达 10 kHz，线性度为 0.1%，

2. 精密压-频变换器

上述简单压-频变换器的精度和动态范围受到限制的根本原因在于复位电路具有非线性特性，虽然可采取适当方法进行补偿，但补偿总是不完全的或者适用范围很狭窄．因此对于这类简单变换电路，提高精度的主要措施是缩小复位时间． 若要使非线性误差从 0.1% 提高一个数量级，达到 0.01%，则复位时间必须减小到最小信号周期的 0.01% 以下． 当额定工作频率为 10 kHz 时，信号的最小周期为 0.1 ms，这样，复位时间必须小于 0.01 μs，简单变换电路通常很难满足这个要求．因此，必须改进复位电路，限制它的非线性影响． 最常用的方法是电荷平衡法，而集成压-频变换器几乎都是按这种方案设计的．利用这种方法，可以得到精度很高、动态范围很宽的压-频变换器．

(1) 电荷平衡原理

精密压-频变换器依据的电荷平衡原理可用图 8-19 来说明．图 (a) 是电路框图，图

(b)是它的波形．复位电路由定时电路、恒流源 I_j 和模拟开关 D_1，D_2 组成，复位电路的工作由比较器 A_2 控制．每当比较器的输出从高电位变到低电位时，定时电路就输出一个脉宽固定为 T_j 的负脉冲，使 D_2 截止，D_1 导通，可见，比较器的输出每变换一次状态，复位电路就从积分电容上取走一份固定的电荷量 I_jT_j。

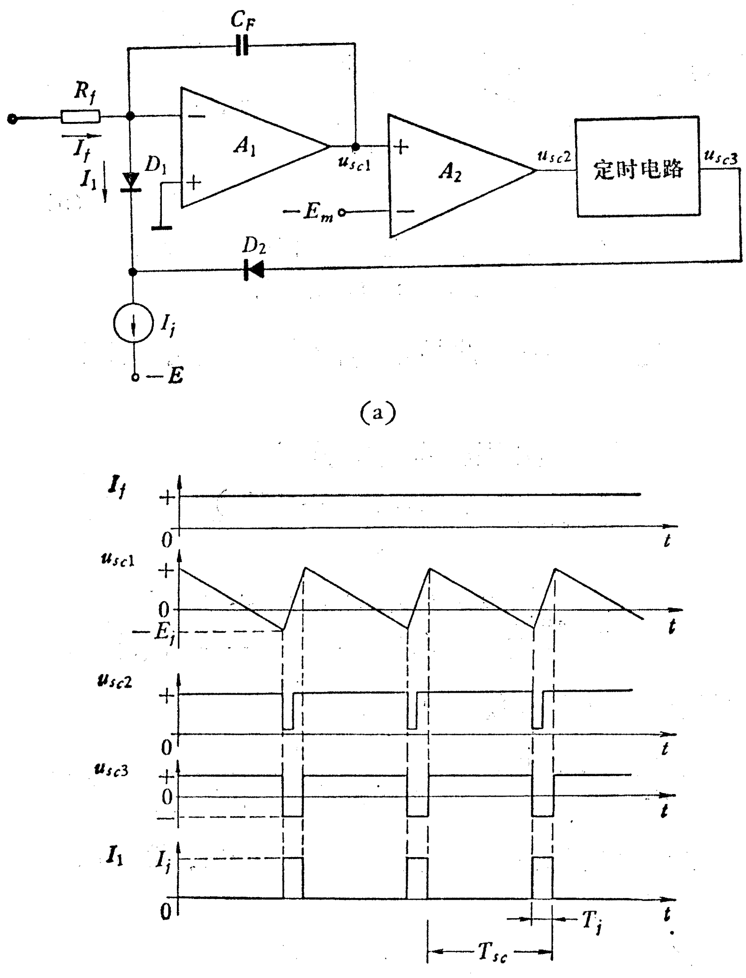


图 8-19 电荷平衡原理

(a) 电路；(b)波形．

输入电流 I_f 加入后，积分器 A_1 负向积分，当 A_1 输出电压下降到单限比较器 A_2 的门限电位 $-E_m$ 时，A_2 的输出从高电位变成低电位，于是复位电路从积分电容 C_F 上取走一固定电荷量 I_jT_j，因为 I_j 总大于 I_f，所以在定时电路输出负脉冲期间，积分器 A_1 正向积分，直到定时电路恢复原状，又才开始下一个周期．显然，在一个周期中，积分电容得到的电荷量与放出的电荷量应相等，即

$$I_fT_{sc}=I_jT_j$$

所以，输出脉冲频率可表示为

$$f_{sc}=\frac{1}{T_{sc}}=\frac{I_f}{I_jT_j} \tag{8-22}$$

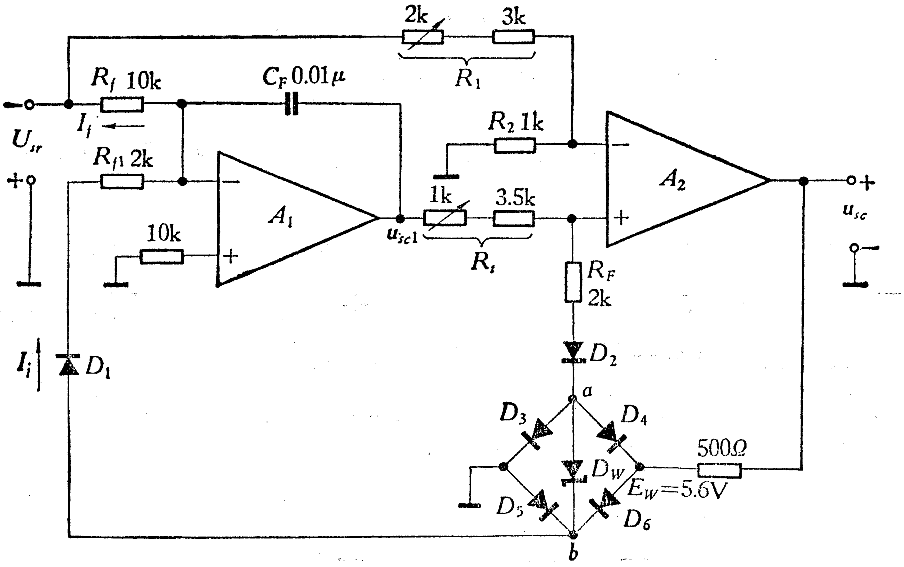
由式(8-22)可以看出，利用电荷平衡法，输出脉冲频率与输入电流有精密的线性关系．这种方案可使非线性误差降到 0.005% 以下，这是因为这种方案与简单压-频变换器不同，它在复位电路中采用了两个精密部件——定时电路和恒流源，这就使放电电荷量与

输入信号无关，始终为定值，提高了变换电路的线性度．这种方案的另一个优点是易于集成化，通常将积分器、比较器、定时电路、恒流源和缓冲输出级集成在一块硅片上，应用时外加少量元件，就能调节比较器的门限电位、定时电路的输出脉宽和恒流源的输出电流，从而提高了这类器件的适应能力．

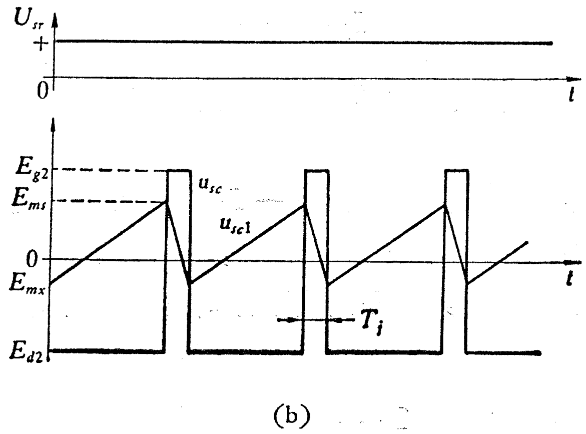
（2）由通用型运算放大器组成的精密压-频变换器

利用通用型集成运算放大器，按电荷平衡原理组成的精密压-频变换器示于图 8-20 中[7]，电路仍由积分器 A_1、反馈通路具有方向性的基型迟滞比较器 A_2 和复位模拟开关 D_1 组成，但与简单压-频变换器不同，这里的比较器的门限电位不是独立的，而与输入控制电压有关，其目的就是按电荷平衡法来消除复位电路的非线性．

在下面的分析中，假定图 8-20 中所用的六只二极管 D_1—D_6 都是匹配的，它们的正向压降都等于 U_D．我们先分析比较器 A_2 的上、下门限电位和门限宽度．将 A_2 组成的比



(a)



(b)

图 8-20 由通用型运算放大器组成的精密压-频变换器

(a) 电路；(b) 波形．

较器和图 6-39(b) 相比可知，这个比较器具有上行迟滞特性，A_2 反相端电位 U_- 就是该电路中的 E_j，由电路可得

$$U_- = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr} = E_j$$

桥路中 a 点的高、低电位与该电路的 E_g 和 E_d 相对应. 当 A_2 输出为正向饱和电压 E_{g2} 时,桥路中 D_6 和 D_3 正向偏置,所以, a 点的高电位为

$$E_g = U_D$$

当 A_2 输出为负向饱和电压 E_{d2} 时,桥路中 D_5 和 D_4 正向偏置,所以, a 点的低电位为

$$E_d = -(E_W + U_D)$$

根据条件式(6-95)的要求,只要输入电压 U_{sr} 在它的整个变化范围内,满足

$$-E_W < -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr} < U_D \tag{8-23}$$

则 A_2 组成的比较器就能正常工作,这时,三个性能参数可由式(6-97)求得

$$\begin{cases} E_{ms} = \dfrac{R_t}{R_F} E_W - \dfrac{R_2(R_t + R_F)}{R_F(R_1 + R_2)} U_{sr} \\ E_{mx} = -\dfrac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr} \\ \Delta E_m = \dfrac{R_t}{R_F}\left(E_W - \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr}\right) \end{cases} \tag{8-24}$$

所以,积分器 A_1 输出锯齿波的峰-峰值为 ΔE_m,比较器 A_2 输出脉冲的峰-峰值为 $E_{g2} - E_{d2}$.

复位电荷是通过开关二极管 D_1 送到积分电容 C_F 的. 当比较器 A_2 输出为正向饱和电压 E_{g2} 时,二极管桥路中 b 点电位为 $U_b = E_W + U_D$,所以 D_1 正向偏置,当 A_2 输出为负向饱和电压 E_{d2} 时, $U_b = -U_D$, D_1 反向偏置,可见,A_2 输出为 E_{g2} 时,变换电路处于复位状态. 若使 A_2 输出位于 E_{g2} 的时间间隔 T_j 恒定,通过 D_1 送到积分器 A_1 的电流 I_j 也恒定,则就满足了电荷平衡法的要求.

在 D_1 正向偏置时,在 R_{f1} 上的压降为

$$U_b - U_D = E_W + U_D - U_D = E_W$$

所以,流经 D_1 的复位电流 I_j 为

$$I_j = \frac{E_W}{R_{f1}} \tag{8-25}$$

这样,复位电流 I_j 的恒定性仅取决于稳压管 D_W 和电阻 R_{f1} 的精度和稳定性,以及各二极管的匹配程度.

复位时,送到积分电容 C_F 中的电流为 $I_j - I_f$,因为在整个输入电压变化范围内,为了保证电路正常工作,总有 $I_j > I_f$,所以复位时,积分器的输出将由上门限电位 E_{ms} 积分到下门限电位 E_{mx},如果一周中,U_{sr} 基本不变,I_f 也就基本不变,则复位时间 T_j 可由式(8-8)求得

$$T_j = \frac{C_F \Delta E_m}{I_j - I_f}$$

考虑到 $I_f = \dfrac{U_{sr}}{R_f}$,以及式(8-24)和(8-25),上式变为

$$T_j = \frac{R_t R_{f1} C_F\left(E_W - \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr}\right)}{R_F\left(E_W - \dfrac{R_{f1}}{R_f} U_{sr}\right)}$$

若选

$$\frac{R_2}{R_1+R_2}=\frac{R_{f1}}{R_f} \tag{8-26}$$

则有

$$T_j=\frac{R_t R_{f1} C_F}{R_F} \tag{8-27}$$

可见，在满足条件式(8-26)时，复位时间 T_j 也为常数.

将式(8-25)和(8-27)，以及 $I_f=\dfrac{U_{sr}}{R_f}$ 代入式(8-22)，得本电路的输出脉冲频率为

$$f_{sc}=\frac{R_F}{R_t R_f C_F E_W}U_{sr}=bU_{sr} \tag{8-28}$$

这样，输出脉冲频率与输入控制电压 U_{sr} 有精密的线性关系. 通过上述分析不难看出，这个电路消除非线性误差是依靠下列条件来保证的：第一，电路中元件特性是理想的，特别是积分运算放大器的输入偏置电流和开环增益，以及比较器的转换速度等性能是理想的. 第二，各二极管性能良好，且相互匹配. 第三，条件式(8-26)精确满足. 微调电阻 R_1，可调节条件式(8-26)的精度. 改变电阻 R_t，可调节电路的变换系数 b. 这个电路的动态范围为 1—10^4 Hz，非线性误差低于 0.02%，总精度可达 0.04%.

(3) 混合式精密压-频变换器

上述电路要进一步提高精度，限制条件太多，考虑到在电荷平衡法中，变换器的精度主要取决于恒流源和定时电路的质量，因此，可用时钟脉冲控制的数字电路作为定时电路，提高复位时间 T_j 的精度，用电压-电流变换器来提高恒流源 I_j 的精度. 由线性电路和数字电路组合成的压-频变换器，线性度可高到 0.005%. 图 8-21 是这种混合电路的方案之一，图(a)是它的电路，图(b)是它的工作波形.

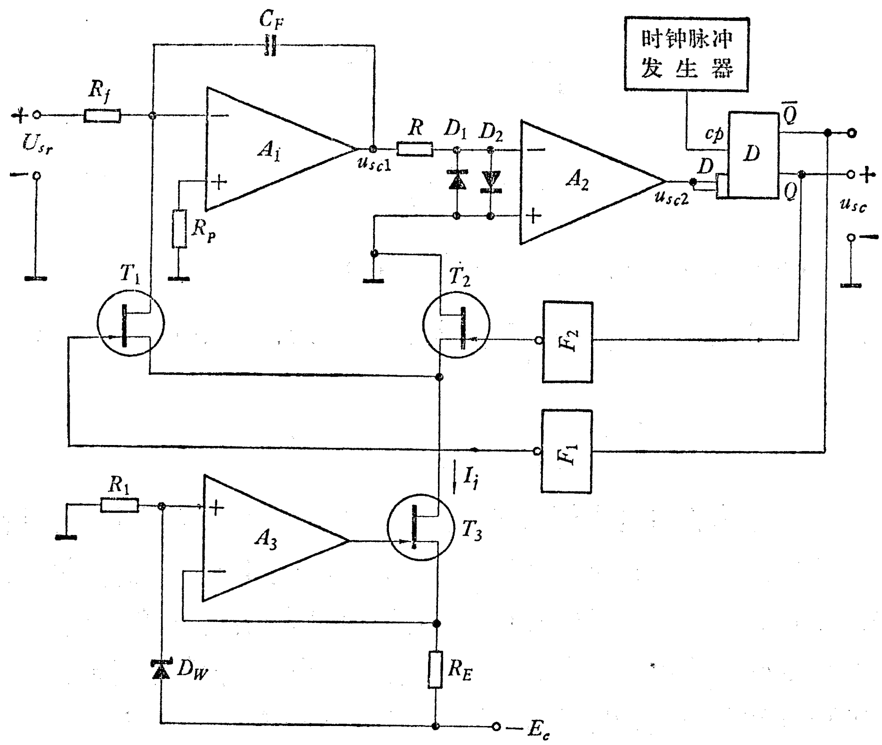
这个变换器的复位电路包括恒流源 A_3、时钟脉冲发生器、D型触发器、电平匹配反相器 F_1 和 F_2、以及场效应管模拟开关 T_1 和 T_2. 复位电流 I_j 由恒流源 A_3 提供. A_3 同相端电位被稳压管 D_W 稳定，考虑到同相端电位等于反相端电位，所以 R_E 上压降等于 D_W 的稳定电压 E_W，可见恒流源的输出电流为

$$I_j=\frac{E_W}{R_E} \tag{8-29}$$

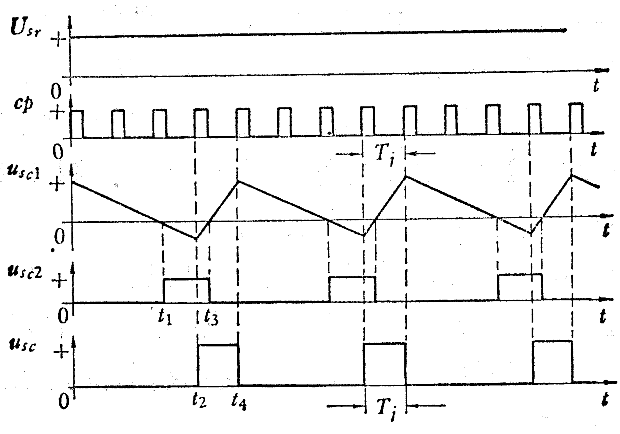
只要 E_W 和 R_E 稳定不变，复位电流 I_j 就是固定值了.

复位时间 T_j 的精度由复位电路其余部分保证. 时钟脉冲发生器采用石英晶体稳频，精度很高，在压-频变换器中，常用谐振频率为 100 kHz 的石英晶体，所以时钟脉冲周期 $T_j=10\ \mu s$，这也是复位电路的复位时间. 时钟脉冲加到D型触发器的时钟脉冲输入端"cp"，专用集成比较器 A_2 的输出送到D型触发器的数据输入端"D"，D型触发器的两个输出信号，分别通过反相器进行电平位移后，用来控制模拟开关 T_1 和 T_2 的接通或关断，电路的连接保证在同一时间里，一个接通，另一个就必然关断. T_1 关断进行输入信号积分，这时恒流源的输出电流 I_j 经 T_2 返回电源，与积分器无关；T_1 接通时进行复位，复位电流通过 T_1 送到积分器，所以复位时间 T_j 取决于一周期中 T_1 接通时间的长短，这个时间又由D型触发器的状态决定.

D型触发器是一种具有维持-阻塞功能，并由时钟脉冲正沿触发的触发器，它的真值



(a)



(b)

图 8-21 时钟脉冲定时的精密压-频变换器

(a) 电路； (b) 波形.

表 8-1 真值表

t_n	t_{n+1}	
D 端	Q 输出端	$\bar{Q}$ 输出端
0	0	1
1	1	0

表如表 8-1 所示，表中 t_n 是时钟脉冲从“0”变“1”以前的时间，t_{n+1} 为时钟脉冲从“0”变“1”以后的时间，可见，当时钟脉冲由“0”变“1”时，D触发器能把数据输入端“D”的信息接收进来送到“Q”输出端．这样，当积分器负向积分而没有达到零交比较器 A_2 的门限电位 $E_m=0$ 之前，由于比较器输出为“0”，D触发器的 $Q=0$，$\bar{Q}=1$，将继续保持 T_1 关断、T_2 接通的状态．如果在 t_1 时刻(见图 8-21b)，积分器输出 u_{sc1} 下降到零，比较器输出 u_{sc2} 将由“0”变“1”，所以紧接 t_1 之后，在 t_2 时刻出现的第一个时钟脉冲，将使 $Q=1$，$\bar{Q}=0$，导至 T_1 接通，T_2 关断，可见，t_2 时刻是复位起始时刻．由于复位电流 I_j 很大，所以一旦复位开始，积分方向就被迫反向，变成正向积分，只要 I_j 足够大，就能保证积分器输出向

上积分经过 $E_m=0$ 的时刻 t_3，落在下一个时钟脉冲出现时刻 t_4 之前，所以，在下一个时钟脉冲未来之前，在 t_3 时刻，比较器输出已恢复为低电平“0”，一旦在 t_4 时刻出现时钟脉冲，D触发器的“Q”端就接收“D”端信息变为 $Q=0$，$\bar{Q}=1$，使 T_1 关断，T_2 接通，可见，t_4 时刻是复位结束时刻．从 t_2 到 t_4 刚好经历时钟脉冲的一个周期 T_j，这就保证了复位时间的精度．

将式(8-29)和 $I_f=U_{sr}/R_f$ 代入式(8-22)，得本变换器的输出脉冲频率为

$$f_{sc}=\frac{R_E}{R_f T_j E_W}U_{sr}=bU_{sr} \tag{8-30}$$

这种变换器的精度不难达到0.01%，动态范围可达 10^5．改变 R_f 可调节变换器的灵敏度．

一般来说，数字电路精度可以很高，混合式压-频变换器的精度限制主要来自线性电路部分，其中积分运算放大器输入偏置电流的影响尤甚，它常常限定了一个最小输入信号电流，所以在这类变换器中，要用低输入偏置电流和低输入漂移的运算放大器作积分器．为此，可选用具有场效应管输入级的运算放大器，它的输入偏置电流很小，故能扩大变换器低端的动态范围，提高精度．但场效应管输入级的缺点是输入失调电压较大，不过，由式(5-153)可知，若信号源内阻很高，则放大器失调电压的影响将退居次要地位，所以，为了和具有场效应管输入级的积分运算放大器相配合，不仅复位电流 I_j 应由具有高输出电阻的恒流源供给，信号电流 I_f 也最好改由电压-电流变换器提供，以便提高信号源的内阻，将这类变换器的精度再提高一步，图 8-22 是按此设想组成的混合式压-频变换器[8]．

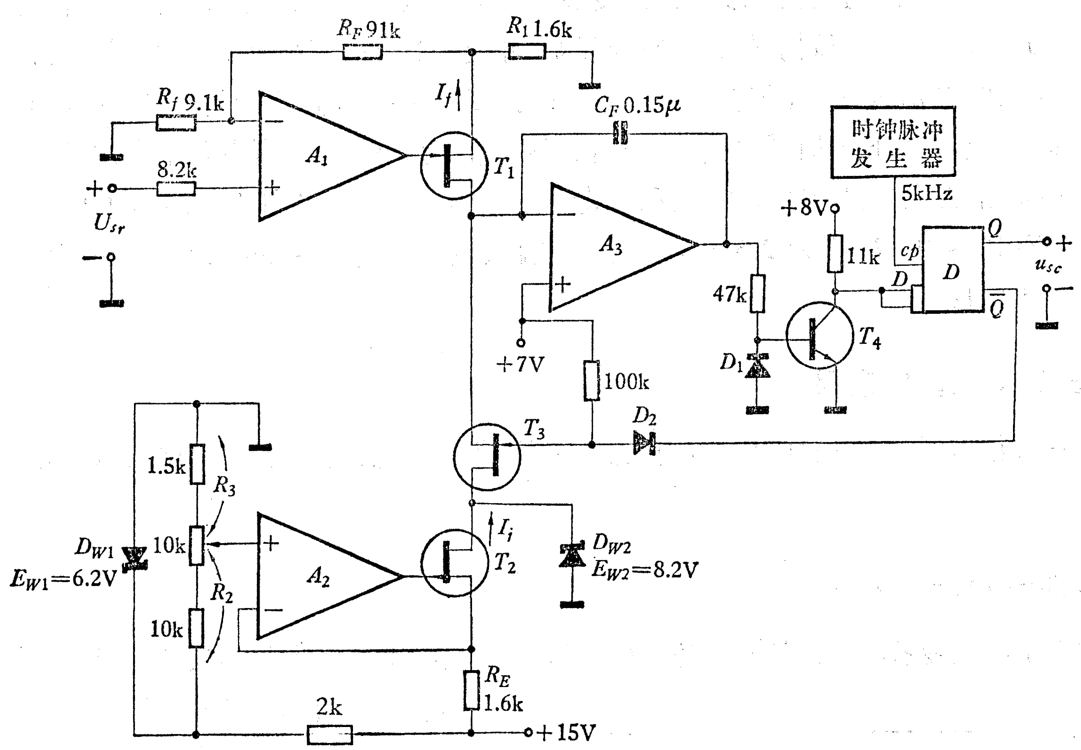


图 8-22　具有电压-电流变换前置级的混合式压-频变换器

将图 8-22 和图 8-21 相比可知，除了比较器和输入级不同外，其他基本相似．复位电流 I_j 由恒流源 A_2 提供，其值为

$$I_j=\frac{R_2 E_{W1}}{(R_2+R_3)R_E} \tag{8-31}$$

复位时，I_j 经场效应管模拟开关 T_3 送到积分器 A_3 实现复位，信号积分时，I_j 经稳压管 D_{W2} 返回，与积分器不发生关系。

复位时间 T_j 由晶体稳频的时钟脉冲发生器的周期决定. 因为时钟脉冲频率为5kHz，故复位时间 $T_j = 200\ \mu s$.

信号电流 I_f 与输入电压 U_{sr} 的关系由电压-电流变换器 A_1 决定. A_1 是整个变换器的前置级，它具有同相结构，以保证变换器具有很高的输入阻抗，对信号源不产生什么影响，从而将输入电压 U_{sr} 精确地变换成输入电流 I_f. 不难证明，两者之间的关系为

$$I_f = \frac{R_1 + R_f + R_F}{R_1 R_f} U_{sr} \tag{8-32}$$

可见，I_f 与 U_{sr} 成正比. I_f 通过场效应管 T_1 由积分器积分. 为了使 T_1 有适当的漏-源偏置电压，将积分运算放大器同相端电位固定在 $+7$ V. I_f 使积分器 A_3 的输出由负向正方向积分，当 A_3 输出变正时，T_4 接通，D型触发器的"D"输入信号变"0"，可见，在"D"端变"0"后的第一个时钟脉冲到来时，复位就开始，并经历一个时钟脉冲周期而结束.

将式(8-31)和(8-32)代入式(8-22)，得本电路的输出脉冲频率为

$$f_{sc} = \frac{R_F(R_2 + R_3)(R_1 + R_f + R_F)}{R_1 R_2 R_f E_{W1} T_j} U_{sr} = b U_{sr} \tag{8-33}$$

必须指出，当积分运算放大器选定后，最大允许的积分电流就被限定了，在这种限定条件下，I_j 的大小也直接关系到动态范围的扩大和变换精度的提高. 理论上讲，I_j 愈大，复位时间愈短，动态范围就能扩大，精度就能提高. 显然，只当积分电流 I_f 和有效复位电流 $I_j - I_f$ 都取最大值时，才能缩短变换周期，提高额定工作频率. 可见，若积分运算放大器额定工作电流为 I_{scM}，则应使 $I_j = 2I_{scM}$，$I_{srM} = I_{scM}$，才能达到上述目的. 因此，如果扩大动态范围的下限值是依靠积分运算放大器的低输入偏置电流和低漂移性能指标的话，则在运算放大器选定后，扩大动态范围上限值将主要依靠 I_j 和 I_{srM} 的正确选择. 在图 8-22 的电路中，I_j 选为 2.5 mA，在最大输入电压 $U_{srM} = 200$ mV 时，对应的额定工作频率为 2.5 kHz.

四、压-频变换器的应用

压-频变换器具有精度高和抗干扰能力强等一系列优点，应用很广，现举几例说明如下:

1. 压-频模-数变换器

利用压-频变换技术组成的模-数变换器已广泛用于各种数字仪表和遥测系统. 压-频模-数变换器的典型框图如图 8-23 所示.

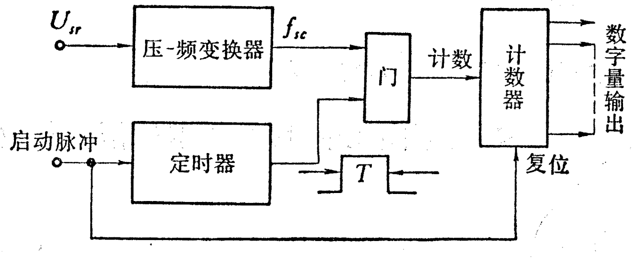


图 8-23　压-频模-数变换器

图 8-23 的模-数变换器每来一次启动脉冲，进行一次模-数变换. 模拟信号 U_{sr} 经压-频变换器按比例变换成频率信号

$$f_{sc} = bU_{sr}$$

频率信号送到控制门，控制门每次开启的时间由定时器固定为 T，所以计数器在时间 T 内的计数 N 为

$$N = Tf_{sc} = bTU_{sr} \tag{8-34}$$

这样，就把模拟信号变换为数字信号了.

常用的压-频变换器的动态范围为 1—10^4 Hz，有的最高频率可达 50 kHz 或 6 MHz. 如果图 8-23 中的压-频变换器具有 1—10^4 Hz 的动态范围，定时器的输出脉冲的脉宽为一秒，计数器是四位二-十进制计数器，则此模-数变换器的分辨率为 $1/10^4$，换句话说，模拟信号引起 1 Hz 的频率变化，这个变换器就能分辨出来. 这样，模-数变换器能分辨的是四位二-十进制数的一位最低位，可见，上述各部件的参数配合是合理的. 计数器也可用二进制计数器，如果用十二位二进制计数器，则满计数所需的脉冲数为 4096，故对 10 kHz 的压-频变换器来说，定时器的脉宽仅需要 0.4096 秒就够了，这时，变换器对二进制数的分辨率为 1/4096. 可见，在常规应用中，压-频模-数变换器的变换时间一般在 0.5—1 秒，这在各种模-数变换器中，算最长的了，但对测量系统而言，这个时间往往还是允许的. 若采用额定工作频率为 50 kHz 或 1 MHz 的压-频变换器，在同样的分辨率要求下，变换时间可以缩短.

由于压-频变换器具有较高的噪声抑制能力，故特别适用于遥测系统. 在这种应用中，可将一次测量元件、测量放大器和压-频变换器置于现场，将被测模拟信号变换为频率信号后，再进行远程传输，从而排除了传输过程中各种干扰带来的影响. 计数器和定时器置于中央控制室，以便对信号进行接收和处理，电路安排如图 8-24 所示. 一次测量元件对温度、流量、压力或其他形式的物理量进行测量，并把它们转换成电量. 测量放大器常用第五章第四节介绍的差动运算放大器，因为它具有较高的共模抑制比. 如果共模干扰很大，测量放大器还不能将其抑制掉，则可以串入一级光电耦合器件，以便消除强大的共模干扰.

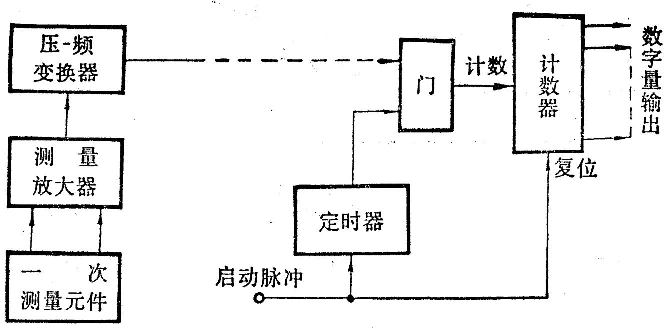


图 8-24 遥测电路

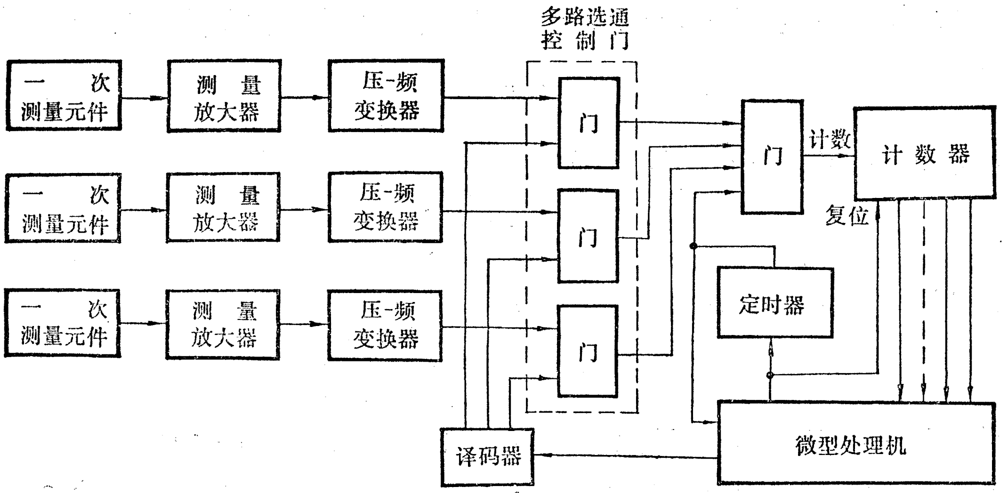


图 8-25 压-频变换器和微型处理机组成的多路数据处理系统

将压-频模-数变换器和微型处理机结合，可实现多路数据处理，框图如图 8-25 所示。每个数据通道具有自己的一次测量元件、测量放大器和压-频变换器，但计数器和定时器公用，由微型处理机通过译码器控制多路选通控制门，使计数器和定时器分时工作，最后由微型处理机完成多路数据处理。

2. 比率压-频变换器

由式(8-22)可知，精密压-频变换器本质上是把两个电流信号之比变换为频率，所以，如果复位电流 I_j 的大小由另一信号控制，就能将两个信号电压之比变换为频率，电路如图 8-26 所示[9]. 与图 8-22 相比，除了恒流源用电压-电流变换器 A_2 代替，输入级为了电平匹配多加一级电压-电流变换器 A_3 外，其他部分基本相同.

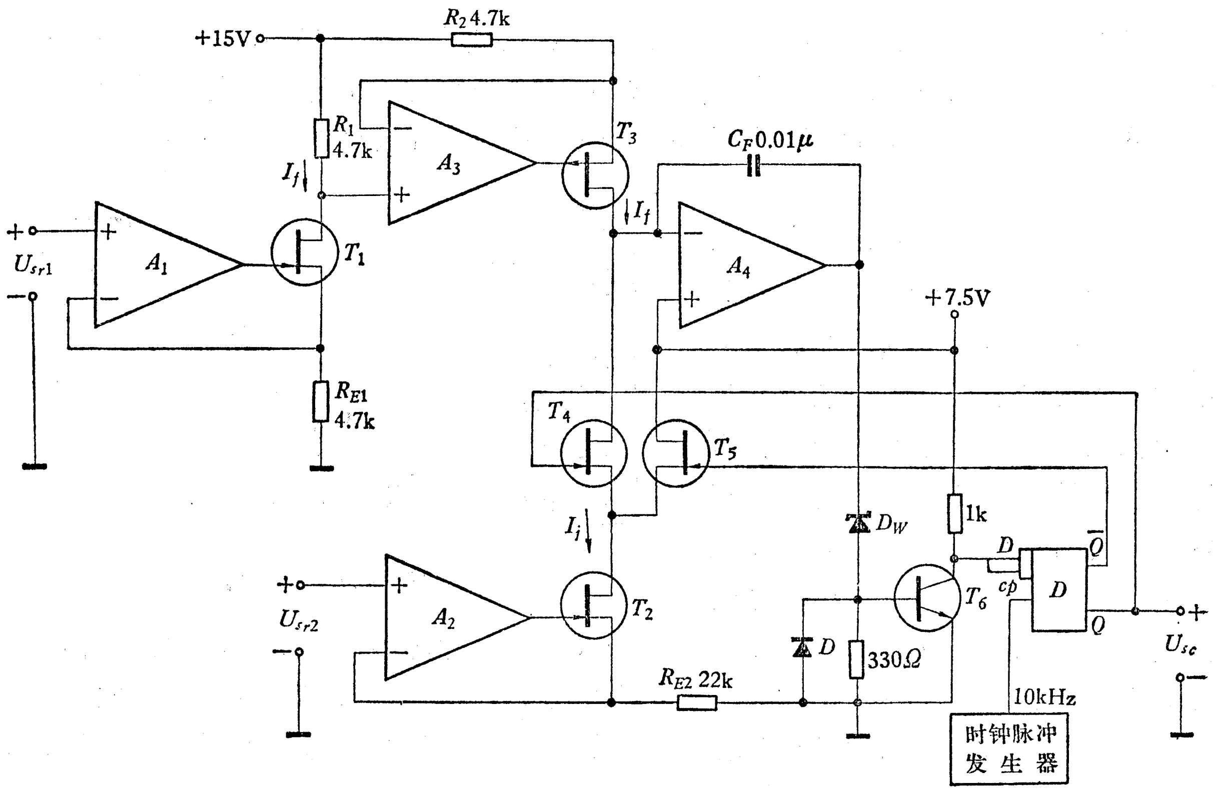


图 8-26 比率压-频变换器

在图 8-26 中，如果选用 $R_{E1} = R_1 = R_2$，则通过场效应管 T_3 送往积分器的电流 I_f 为

$$I_f = \frac{U_{sr1}}{R_{E1}}$$

相当于复位电流 I_j 的第二个信号电流为

$$I_j = \frac{U_{sr2}}{R_{E2}}$$

将上两式代入式(8-22)，得输出脉冲频率为

$$f_{sc} = \frac{R_{E2}}{R_{E1}T_j}\frac{U_{sr1}}{U_{sr2}} = b\frac{U_{sr1}}{U_{sr2}} \tag{8-35}$$

式中，T_j 为时钟脉冲周期，在时钟脉冲频率为 10 kHz 时，$T_j = 100\ \mu s$.

这个比率压-频变换器的动态范围为一个数量级，额定工作频率约为 2 kHz，最大误差为 0.15%.

如果按图 8-23 的方式，用比率压-频变换器代替该图中的压-频变换器，就组成了比率压-频模-数变换器. 当然，用两个独立的压-频变换器，经过分频，也可按图 8-23 的方法组成更精密的比率压-频模-数变换器.

3. 乘法器

利用压-频变换器能组成精密乘法器，两个模拟量相乘的结果，可以用输出脉冲频率表示，也可用模拟量表示.

(1) 压-频乘法器

压-频乘法器的两个相乘量为模拟信号，乘积用频率信号表示，框图如图 8-27 所示，它包括两个压-频变换器和一个由定时电路控制的模拟开关 K_1.

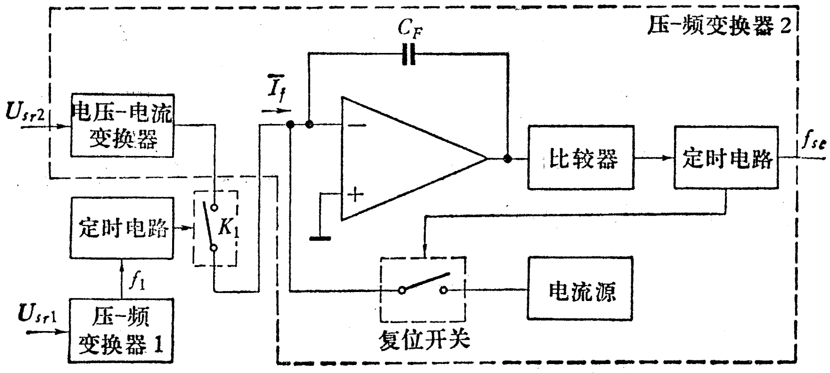


图 8-27 压-频乘法器

图 8-27 中的定时电路将压-频变换器 1 的每一个输出脉冲整定成脉宽恒等于 T_1 的脉冲，这个脉冲用来控制模拟开关 K_1. 如果压-频变换器 1 的输出频率为 f_1，则模拟开关 K_1 在单位时间里的总闭合时间为 f_1T_1. 开关 K_1 串联在压-频变换器 2 的输入级与积分器之间，这样，就把连续的信号电流 I_f 调制成脉冲电流 i_f，所以送到积分器积分的平均电流为

$$\overline{I}_f = f_1T_1I_f$$

因为信号电流 I_f 与输入电压 U_{sr2} 成正比，所以有

$$I_f = a_2U_{sr2}$$

这样

$$\overline{I}_f = a_2f_1T_1U_{sr2}$$

此外，还有

$$f_1 = b_1U_{sr1}$$

$$f_{sc} = b_2'\overline{I}_f = a_2b_2'f_1T_1U_{sr2} = b_2f_1T_1U_{sr2}$$

可见

$$f_{sc} = b_1b_2T_1U_{sr1}U_{sr2} \tag{8-36}$$

式中，b_1 和 b_2 分别为压-频变换器 1 和 2 的变换系数. 由式(8-36)可以看出，图 8-27 能实现压-频乘法运算.

图 8-27 中的两个压-频变换器可采用图 8-22 中的电路，再由数字电路组成的定时电路来实现两者之间的联系. 利用式(8-36)的结果，可以组成许多有用的数字仪表，例如，

让 f_{sc} 代表功率，再用计数器按固定时间对此频率计数，就组成了数字式电度表.

(2) 模拟乘法器

模拟乘法器的乘积要求用模拟电压显示，在图 8-27 的电路后面，再接一个频率-电压变换器，就能达到这个目的. 不过，这种方案太复杂，又不经济. 最简单的方法是把比率压-频变换器接在积分放大器的反馈回路中，组成模拟乘法器，电路如图 8-28 所示.

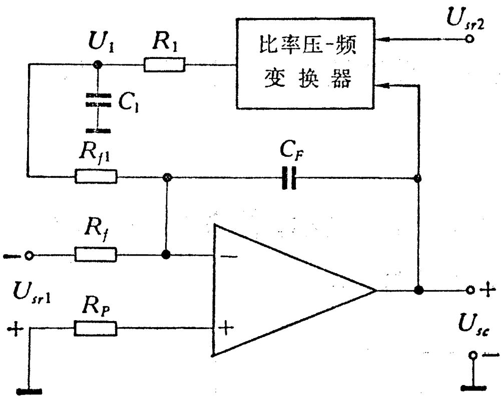


图 8-28 简单的模拟乘法器

在图 8-28 中，根据式(8-35)的结果，比率压-频变换器的输出信号频率可表示为

$$f_{sc} = b\frac{U_{sc}}{U_{sr2}}$$

具有此频率的电压信号经 R_1C_1 滤波后，得

$$U_1 = a\frac{U_{sc}}{U_{sr2}}$$

这个电压与另一个输入电压 U_{sr1} 由积分运算放大器积分. 在定态时，积分电容两端电压不变，没有电流流经积分电容，所以有

$$\frac{U_1}{R_{f1}} = \frac{U_{sr1}}{R_f}$$

将 U_1 代入上式，并取 $R_{f1} = R_f$，得

$$U_{sc} = \frac{1}{a}U_{sr1}U_{sr2} \tag{8-37}$$

从而实现了模拟乘法运算.

图 8-28 中的比率压-频变换器可采用图 8-26 的电路，它可在一个数量级的范围内，实现乘法运算，精度可达 0.3%. 由于积分器本身就有滤波作用，在实际应用中通常可将滤波器 R_1C_1 省去.

图8-28电路的动态范围太窄，但适当改进可把动态范围扩大，电路如图 8-29 所示[10]，这个电路的动态范围可达四个数量级，相对误差小于读数的 1%，若输出变化范围限于两个数量级，则相对误差可下降到 0.2%.

在图 8-29 的模拟乘法器中，它的组成原则与图 8-28 相同，但要求各部件更精密. 位于反馈回路中的比率压-频变换器由下列单元组成：电压-电流变换器 A_2，A_4 和 A_6，积分器 A_7，晶体管 T_{12} 组成的比较器，时钟脉冲发生器、D型触发器和模拟开关 T_7，T_8 等组成的定时电路. 由式(8-35)可知，在 $R_{E4} = R_{E5} = R_{E6}$ 的条件下，D型触发器的输出脉冲频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_{E2}}{R_{E4}T_j}\frac{U_{sc}}{U_{sr2}} \tag{8-38}$$

式中，T_j 为D型触发器输出脉冲的宽度，亦即时钟脉冲发生器的周期，由于时钟脉冲发生器的频率为 100 kHz，所以 $T_j = 10\ \mu s$.

主通道由下列单元组成：电压-电流变换器 A_1，它将输入电压变换为信号电流 I_1，恒流源 A_3，它为积分器提供固定的复位电流 I_3；积分器 A_5；滤波电路 R_1C_1；起缓冲作用的射极输出器 T_5；以及场效应管模拟开关 T_{10} 和 T_{11}. 不难看出，主通道是按电荷平衡原理

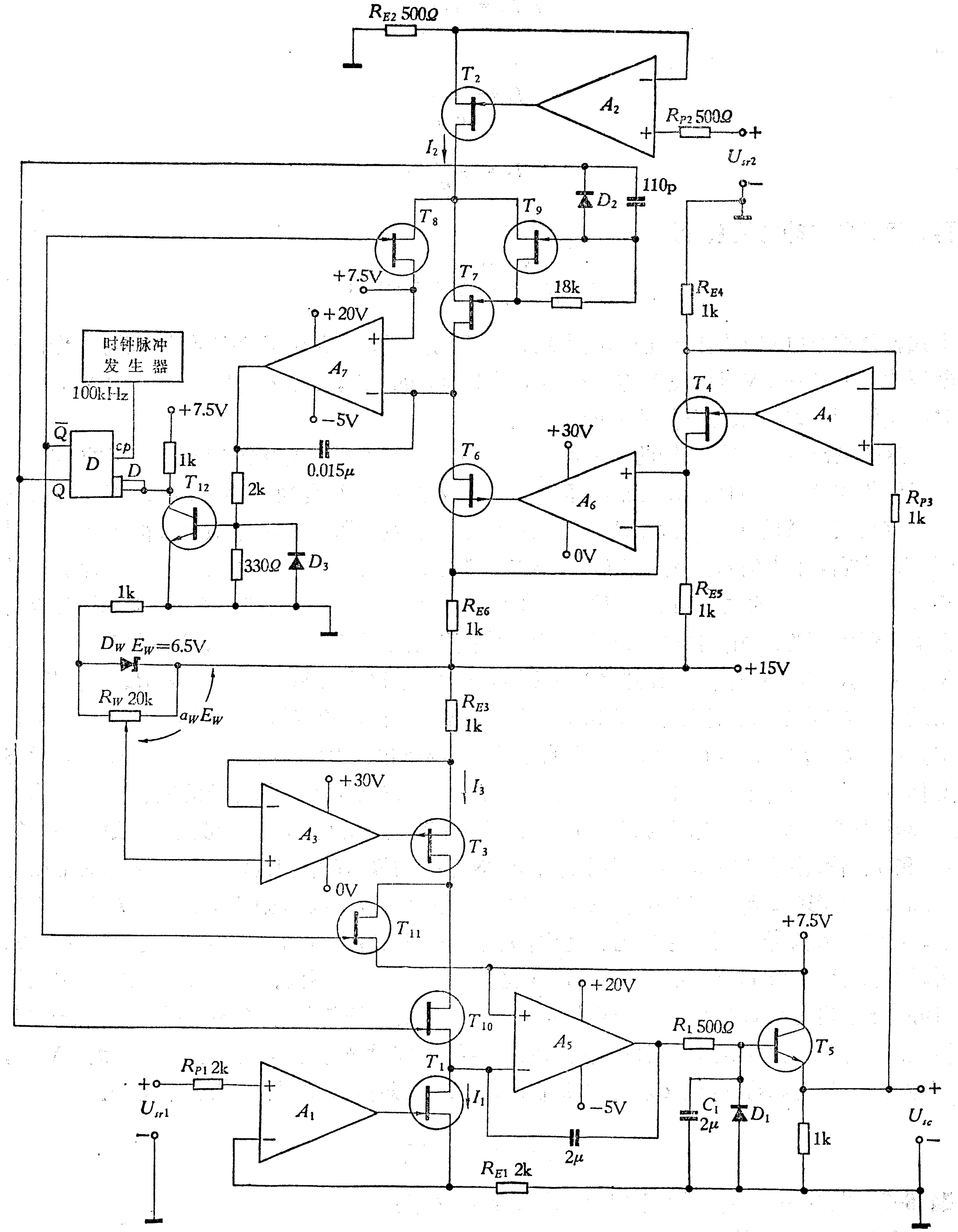


图 8-29 精密模拟乘法器

组成的，在D型触发器的一个工作周期T中，当整个电路达到定态后，积分器A_5得到的积分电荷量应与复位电荷量相互平衡。因为模拟开关T_{10}和T_{11}的接通和关断由反馈通道中的D型触发器的输出脉冲控制，所以，T_{10}的接通时间精确等于时钟脉冲周期T_j，故复位电荷量为I_3T_j，而一周期T中的积分电荷量为I_1T，所以有

$$I_3 T_i = I_1 T$$

而

$$I_1 = \frac{U_{sr1}}{R_{E1}}$$

$$I_3 = \frac{a_W E_W}{R_{E3}}$$

再利用式(8-38)的关系，得

$$U_{sc} = \frac{R_{E3} R_{E4}}{R_{E1} R_{E2} a_W E_W} U_{sr1} U_{sr2} \tag{8-39}$$

上式就是这个电路的输出电压与两个输入电压的关系，它实现了模拟乘法运算. 当输入电压为 10 mV—1 V 时，测定的相对误差低于读数的 1%，当输入电压为 0.1—1 V 时，相对误差低于 0.2%，温度系数为 0.02%/℃.

这个电路获得较好性能的主要原因是：第一，采用了具有场效应管输入级的运算放大器作为积分器，而且积分电流都通过恒流源或电压-电流变换器供给，所以不仅输入偏置电流及其漂移的影响大大下降，输入失调电压影响也因电流信号源阻抗很高而显著削弱，从而提高了小信号的运算精度. 第二，为了保证关系式(8-38)的精度，注意了电阻 R_{E4}，R_{E5} 和 R_{E6} 的精确匹配. 第三，为了减小输入偏置电流及其漂移对各电压-电流变换器和恒流源的影响，按同相端和反相端外接等效电阻相等的原则，选用 $R_{E1} = R_{P1}$，$R_{E2} = R_{P2}$，$R_{E4} = R_{P3}$，并在选择恒流源 I_3 之值时，也尽可能使 $R_{E3} \approx a_W R_W$. 第四，对场效应管极间电容对复位时间的影响进行了补偿. 在场效应管的接通和关断两种状态中，场效应管极间电容 C_{GD} 和 C_{GS} 上的电荷量是不同的，因此，当场效应管模拟开关状态变化时，它有一个恢复过程，这就使管子的开关过程比栅极控制电压的变化有一定的滞后，滞后时间的大小与极间电容电荷的恢复时间有关. 在恒流源的情况下，例如电路中的 T_{10} 和 T_{11} 管，由于 I_3 恒定不变，所以极间电容电荷的恢复时间也固定不变，这种固定恢复时间带来的影响，可调节电位器 R_W 来补偿. 但对 T_7 和 T_8 管则不同，电流 I_2 不是固定值，它随输入信号电压 U_{sr2} 变化而变化，I_2 小，极间电容上电荷量恢复慢，I_2 大，恢复快，所以开关管 T_7 和 T_8 的接通时间随 I_2 变化，I_2 不同，误差不同. 为此，在电路中加入了 110pF 加速电容和起压控电阻作用的场效应管 T_9，这个压控电阻 T_9 跨接在 T_7 的栅-源电极之间，当 T_7 的控制电压从低电平变到高电平，即D型触发器的"Q"端从 0 变到 7 V 时，压控电阻 T_9 迅速将 T_7 的 C_{GS} 的电荷放掉，让 T_7 立即接通，而与 I_2 的大小无关.

习　　题

题 8-3 在图 8-6 中，根据图中所注具体参数，试求：

(1) 输出电压的有效值；

(2) 在 $U_{sr} = 1$—10 V 时，$f_{sc} = ?$

(3) 为什么说，改变输入电压的大小，就相当于改变了积分器的时间常数？

题 8-4 在图 8-9 中，若 $R_F = 20\ \text{k}\Omega$，$U_{sr} = 0$—10 V，其他参数如图所示，试求：

(1) 方波和三角波的峰-峰值；

(2) 输出频率变化范围；

(3) 若将 A_1 输出端的反馈线改接到方波输出端，在上列参数下，电路是否能正常工作？

(4) 若 $U_{sr}<0$，电路是否能正常工作？电路应作何改动才能正常工作？

(5) 将 A_4 增益改为 -10，定性绘制各输出端波形.

题 8-5 将图 7-32 改成压控振荡器和压-频变换器.

题 8-6 在 $R_2=1\ \mathrm{k}\Omega$，$U_{sr}=5\ \mathrm{V}$ 时，求图 8-12 电路的输出频率和非线性误差.

题 8-7 图 8-13 中的稳压管 D_W 也可用 2DW7C，若其他参数不变，试求 $U_{sr}=5\ \mathrm{V}$ 时的输出频率，并绘制波形图.

题 8-8 按图 8-14(a) 所示参数，在 $U_{sr}=5\ \mathrm{V}$ 条件下，将波形图(c)中的各量具体标出.

题 8-9 估算图 8-16(a) 在 $U_{sr}=0$—$5\ \mathrm{V}$ 时的变频范围.

题 8-10 根据图 8-17 所列参数，在 $U_{sr}=10\ \mathrm{mV}$—$10\ \mathrm{V}$ 时，试求：

(1) 锯齿波和输出脉冲的峰-峰值；

(2) 调频范围；

(3) $U_{sr}=10\ \mathrm{V}$ 时的非线性误差；

(4) 若将电路中开关二极管 D 反接，电路在什么条件下才能正常工作？绘制正常工作条件下的波形.

题 8-11 若 $R_{on}=200\ \Omega$，据图 8-18 中的参数，试求：

(1) 变换系数 b；

(2) $U_{sr}=5$—$500\ \mathrm{mV}$ 时的 f_{sc} 的范围.

题 8-12 在图 8-19 中，若 $R_f=10\ \mathrm{k}\Omega$，$U_{sr}=10\ \mathrm{V}$，$I_j=2\ \mathrm{mA}$ 时，$f_{sc}=10\ \mathrm{kHz}$，则定时电路的脉宽 T_i 应选多大？

题 8-13 在图 8-20 中，若 R_t 调节为 $4\ \mathrm{k}\Omega$，试求：

(1) $R_1=$?

(2) 若要使 $U_{sr}=10\ \mathrm{V}$ 时，$f_{sc}=10\ \mathrm{kHz}$，$E_W=$?

(3) 在积分过程中，分析 D_2 的偏置情况.

题 8-14 推导关系式(8-32)；在 $R_2=15\ \mathrm{k}\Omega$ 时，求图 8-22 的变换系数 b.

第三节　电压-时间模-数变换器

电压-时间模-数变换器可简称为 U-T 模-数变换器，它先把模拟输入信号按比例变换为时间间隔，然后把时间间隔转换为数字量，所以电压-时间变换电路是这种模-数变换器的关键部分. 像压-频变换器一样，这种变换器应用也十分广泛，它的主要部件也能集成在一块硅片上，故对广泛采用这种电路十分有利. 本节介绍单斜坡模-数变换器和双斜坡模-数变换器.

一、单斜坡模-数变换器

单斜坡模-数变换器的基本原理是：对于一个随时间线性增长的电压来说，一定的电压变化对应着一定的时间间隔，而在这个时间间隔内能容纳的时钟脉冲数也是一定的. 所以单斜坡模-数变换器主要包括斜坡电压发生器、比较器以及相应的数字电路.

1. 简单的单斜坡模-数变换器

图 8-30 是一个简单的单斜坡模-数变换器，通过它有助于了解这类变换器的工作原理．图中，积分器 A_2 产生斜坡电压，比较器 A_1 在输入电压等于或小于斜坡电压时将脉冲计数控制门关闭，其他部分为相应的数字电路．

极性为正的启动脉冲一方面将计数器清“0”，准备计数，另一方面使开关二极管 D_1 正

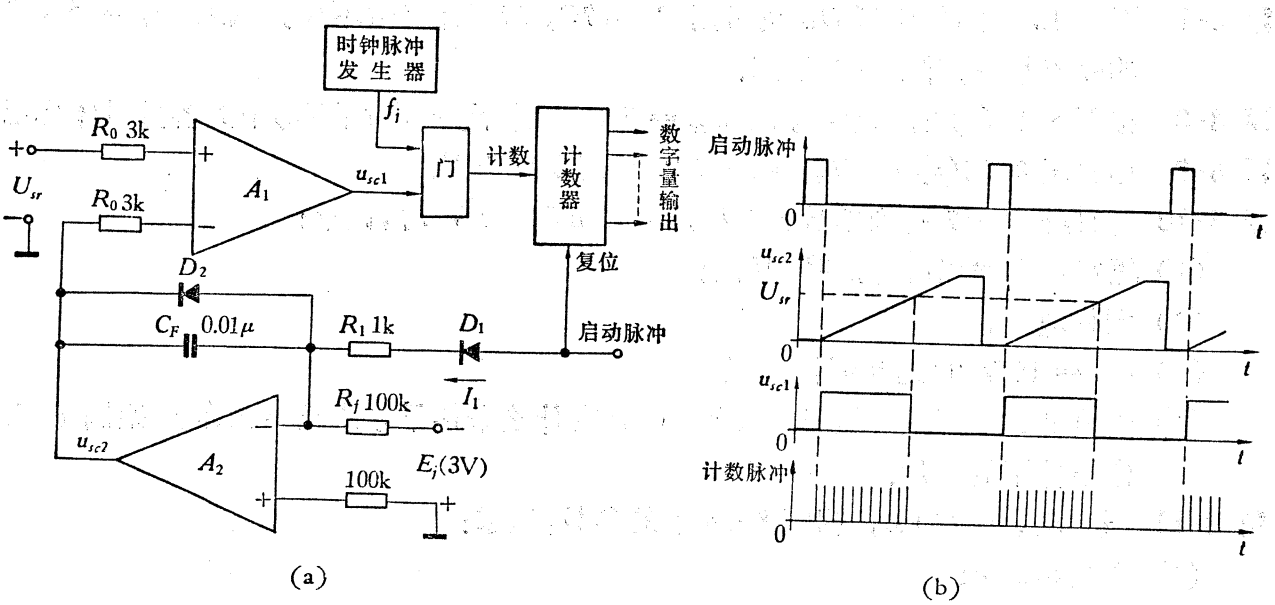


图 8-30 简单的单斜坡模-数变换器

(a) 电路； (b) 波形.

向偏置，强大的复位电流 I_1 迫使积分器复位，由于积分电容 C_F 上并接有二极管 D_2，故积分电容两端电压几乎复位到零．启动脉冲一旦消失，积分器 A_2 就在负基准电压 $-E_j$ 的作用下，产生正向斜坡电压，直到积分运算放大器的输出电压达到正向饱和电压为止．比较器 A_1 的输出电压 u_{sc1} 用来控制门电路的开闭．斜坡电压开始瞬间，$u_{sc2} \approx 0$，所以 $U_{sr} > u_{sc2}$，A_1 输出为高电位，控制门打开，时钟脉冲通过控制门进入计数器，计数开始．当斜坡电压线性增长到输入电压时，A_1 输出由高电位变为低电位，将控制门关闭，停止计数，完成一次变换．下一个启动脉冲来时，又开始一次新的变换过程．变换过程的波形如图 8-30(b) 所示．

积分器 A_2 在 $-E_j$ 作用下，由零积到 U_{sr} 所需的时间 T，由式(7-48)可得

$$T = \frac{R_f C_F}{E_j} U_{sr} = bU_{sr}$$

若时钟脉冲频率为 f_i，则计数器的计数 N 可表示成

$$N = Tf_i = \frac{R_f C_F f_i}{E_j} U_{sr} = bf_i U_{sr} \tag{8-40}$$

由此可见，由于时间间隔 T 正比于输入电压 U_{sr}，所以在此时间间隔内，计数器的计数 N 是正比于 U_{sr} 的数字量．这种电路只能变换正极性的输入电压，输入电压最大值不得超过积分运算放大器的额定输出电压．

图 8-31 是另一个 U-T 变换的例子[11]，它仅用了一只线性组件作比较器，斜坡电压由分立元件 T_1 和 C 等组成的电路产生，可从 0 V 线性增长到 12 V，线性度由 D_W 和 T_1 等

组成的恒流源保证，D_1 用来补偿 T_1 的基-射电压随温度变化所带来的影响．积分电容 C 采用镀银云母电容器，若要提高温度性能，可用 0.03 μF 的镀银云母电容和 0.01 μF 的聚苯乙烯电容并联组成．斜坡电压的复位由模拟开关 T_2 完成．启动脉冲极性为正，幅值为 5 V，脉宽为 5 μs，它使斜坡电压发生器和计数器复位，这时，比较器输出虽然为低电位

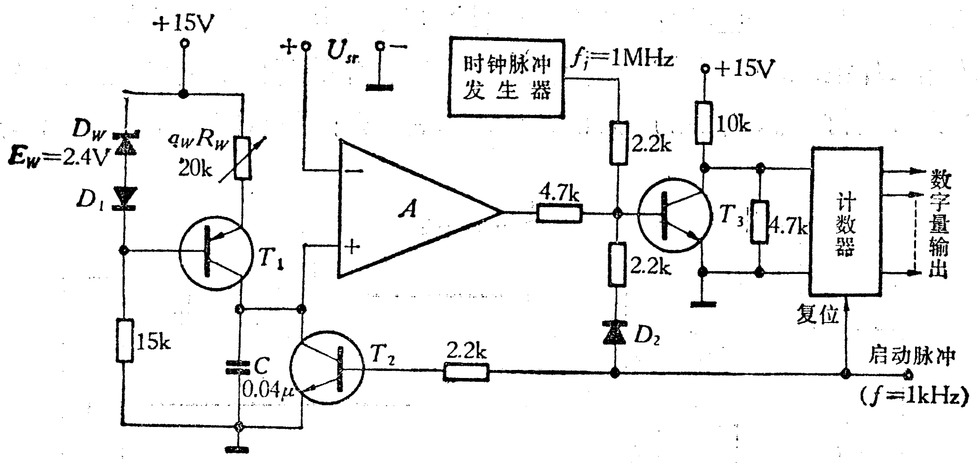


图 8-31　仅用一只集成比较器的简单单斜坡模-数变换器

(0V)，但启动脉冲的幅值较高，它通过 D_2 足以使 T_3 饱和，所以，只有当启动脉冲消失后，时钟脉冲才能通过 T_3 进入计数器计数，故启动脉冲的后沿是变换起始时刻．与 T_3 相接的 10 kΩ 和 4.7 kΩ 两只电阻，使 T_3 输出高电平满足 TTL 型计数器对逻辑电平的要求．当斜坡电压达到输入电压时，比较器输出由低电位 (0 V) 变到高电位 (12 V)，T_3 导通，将时钟脉冲进入计数器的通路封锁，计数停止，完成一次变换．恒流源中的电位器 R_W 用来调整满刻度计数，使输入电压为 10 V 时，每次变换所得计数为 1000 个脉冲，最低计数的调整由比较器的调零电位器(图中未示出)完成，在 $U_{sr}=0.01$ V 时，使计数器的计数为一．

由式(8-8)，得本变换器的输出-输入关系为

$$N = Tf_i = \frac{a_W R_W C f_i}{E_W} U_{sr} = bf_i U_{sr} \tag{8-41}$$

2. 自校准单斜坡模-数变换器

上述单斜坡变换原理表明，这种变换器的精度主要取决于斜坡电压的线性度、起始电位精度、比较器的灵敏度、以及时钟脉冲频率的稳定性，特别是斜坡电压发生器的质量影响最大，这是因为比较器的灵敏度和时钟频率的稳定性可选用高质量元件解决．如果斜坡电压发生器的起始电压推迟，将使计数加大，若斜率变陡，将使斜坡电压达到输入电压的时刻提前，计数减小．

原则上讲，提高变换精度有两条途径：一条是提高斜坡电压发生器本身的质量，另一条是在变换过程中对斜坡电压进行自动校准．后一种方法能综合地解决元件和电路所造成的误差，但电路复杂，且由于自动校准要占用一定的时间，变换周期也更长，不过，此法优点比较突出，仍不失为一种提高精度的好方法．图 8-32 是这种方案的框图，图 8-33 和图 8-34 是实现这一框图的电路和相应的波形图[12]．在这种方案中，在一次变换周期中，它除了完成一次模-数变换外，还对斜坡电压进行一次自动校准，因此，变换精度可高达

0.01%；此外，它仅需要一个精密的基准电压，如果二进制数的最高位位数为 n，U_{srM} 为变换器基本量程的满刻度值，所以数字量最低位对应的输入电压为 $U_{srM}/2^{n+1}$，这样，基准电压的误差至少应低于 $\pm U_{srM}/2^{n+1}$. 在图 8-33 的具体电路中，还安排了输入电压极性的自动切换电路.

图 8-32 共用四只线性组件：A_1 组成斜坡电压发生器，A_2 组成校准电压发生器，单限比较器 A_3 和 A_4 组成门控比较器，共同控制与门 Y_1 的开闭，决定进入计数器的时钟脉冲数. 整个电路进行一次变换的过程大致可分为两步：首先，由正基准电压 E_j 进行自校，

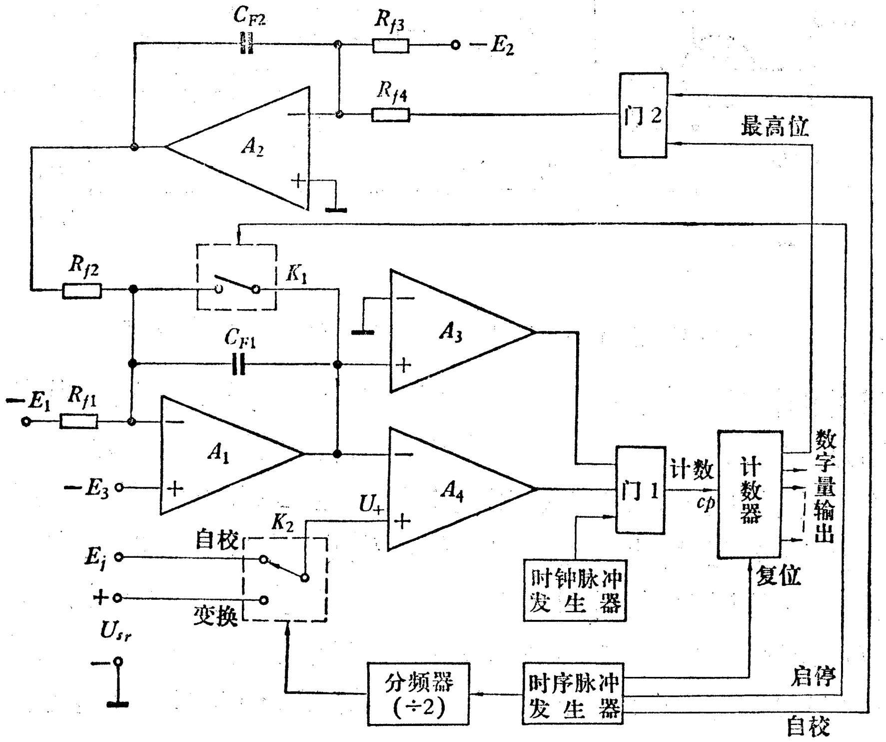


图 8-32 自校准单斜坡模-数变换器框图

然后将输入电压变换为数字量. 在一次变换中，时序脉冲发生器要发两次复位脉冲，第一次作为自校起点，第二次作为信号变换起点.

当时序脉冲发生器发出第一个复位脉冲将计数器复位后，紧接着就发出启动信号，将模拟开关 K_1 关断，由于 A_1 同相端电位略负，故K_1 刚关断瞬间，A_1 输出小于零. 在自校阶段，单限比较器 A_3 和 A_4 的门限电位分别为零和 E_j，所以 K_1 关断瞬间，A_3 输出为"0"，A_4 输出为"1"，与门 Y_1 关闭，没有脉冲进入计数器. 随着 A_1 的斜坡电压增长到零，A_3 输出由"0"变"1"，Y_1 打开，计数器开始对时钟脉冲进行计数，可见，起始计数的斜坡电位是精确的. 当斜坡电压线性增长到基准电压 E_j 的数值时，A_4 输出由"1"变"0"，将 Y_1 封锁，计数停止，这时，计数器中的计数N是 E_j 的量度，如果变换器的精度满足要求，由于 E_j 精密固定，N也应达到预定计数值 N_j，例如，$E_j = 8$ V，则对应的 N_j 可取为 8000. 如果变换器精度下降，则 $N \neq N_j$. 设计时，这样安排计数器最高位的逻辑电平，当 $N < N_j$，最高位为"0"，若 $N > N_j$，最高位为"1". 当启停脉冲由"1"变"0"时，K_1 接通，使斜坡电压发生器复位，接着时序脉冲发生器发出自校脉冲，若计数器的计数偏低，$N < N_j$，则不会有信号通过与门 Y_2 送往校准电压发生器 A_2，这时，$-E_2$ 通过 A_2 继续向斜坡电压发生器 A_1 提供正校准信号，使下一次变换中的斜坡电压的斜率变小，以便使计数器能得到更多

的计数，最后达到 N_j. 若计数器的计数偏高，$N > N_j$，则因为最高位为“1”，将有正信号通过 Y_2 送到校准电压发生器 A_2，这样，由 A_2 向 A_1 提供的正信号减弱，使下一次变换中的斜坡电压斜率变大，以便使计数器的计数减小，最后达到 N_j. 由于通过 Y_2 加到 A_2 的校准信号仅在自校脉冲出现时存在，当此脉冲消失后，电路应能存储这个校准信号，所以校准电压发生器采用具有存储功能的积分器形式，它的积分时间常数很大，这样，它差不多成了一个能保持起始状态的信号源. 由于 $R_{f3} \gg R_{f4}$，所以在自校脉冲存在期间，在计数器最高位信号的作用下，A_2 的输出能迅速变化，但在相邻的两个自校脉冲之间，在 $-E_2$ 的作用下，只能缓慢的变化. 恰当地选择 A_2 的积分时间常数，保证一次校准所能改变的斜坡电压的斜率，仅能影响输出数字量最低位的四分之一. 不难看出，这种校准方法属于动平衡校正，当满足精度要求时，由计数器最高位提供的校准信号将时正时负的交替出现，而每次斜坡电压的斜率改变量，仅影响数字量最低位的四分之一，故读数是平稳的，不受动态校正信号的影响. 仅当超过精度所允许的范围时，由计数器最高位提供的校准信号将连续出现一种极性的信号，直到精度重新满足要求为止.

自校脉冲过后，时序脉冲发生器发出第二个复位脉冲，一次变换过程正式转入输入电压的变换阶段. 在计数器复位的同时，时序脉冲发生器还将 K_1 关断，并通过分频器将模拟开关 K_2 从“自校”转到“变换”位置，所以，在信号变换阶段结束时，计数器的计数是模拟量 U_{sr} 的量度. 在时序脉冲发生器将斜坡电压复位，以便转入下一个变换周期的时候，实际电路还将发出一个寄存信号，将计数器的内容存入寄存器，以供显示和其他应用. 以上就是一个变换周期的简要过程.

图 8-33 的实际电路的线性部分与框图 8-32 几乎一样，不再重复. 实际电路采用的基准电压为 8 V，它对应的计数脉冲为 8000，它刚好使二-十进制计数器的第四位的最高二进制位为“1”，以便作为校准信号. 考虑到自校准方案具有综合校正各种误差的突出优点，所以时钟脉冲发生器不必采用昂贵的精密元件，可由频率可以微调的普通多谐振荡器组成，这就使整个变换器仅采用一个高精度的基准电压. 当校准信号使斜坡电压的斜率最小时，时钟脉冲的频率应保证基准电压产生的计数不超过 10000，以便使电路经过自校能满足精度要求，否则，随着计数器溢出使最高位的高电平消失，电路将失去自校能力.

从图 8-33 的电路和图 8-34 的波形可以看出，电网同步脉冲频率等于四倍的复位脉冲频率. 一次变换中，由触发器 Q_3 实现自校准和信号变换之间的切换，寄存脉冲在信号变换阶段结束后发出. 在自校准期间，若计数高于预定值 N_j，则出现自校信号，否则，就不发出自校信号. 斜坡电压发生器 A_1 的同相端略为偏负，以便准确从零电位开始打开计数门 Y_6，这样，即使斜坡电压起始电位不稳定，也不会影响精度了. 输入电压极性的自动切换由 J-K 触发器 Q_4，Q_5 和继电器 J 完成. 当 U_{sr} 极性符合图 8-33 所示条件时，在斜坡电压增长期中，即在 Q_2 为“1”电平期间，Q_4 都要改变一次状态，故一次变换周期中，Q_4 状态改变两次，所以 Q_5 状态不受寄存脉冲的影响，保持不变，继电器 J 处于断电状态，它的触点保持原状态不变. 一旦 U_{sr} 极性与图示条件相反，则在一次变换周期中，Q_4 状态仅变化一次，使 Q_5 也变化一次，继电器 J 吸合，它的触点倒换，故不论 U_{sr} 极性如何，变换器都按一种极性进行变换. 当 U_{sr} 极性为负时，仅 Y_5，Q_4，Q_5 和 J 的状态有变化，其他不变，故在图 8-34 的下方，仅示出有差别的三个波形，其余不再重画. U_{sr} 的极性可通过 Q_5 和 J 的状态来判断. Q_5 为“0”或 J 位于释放状态，U_{sr} 的实际极性为正；相反，Q_5 为“1”或

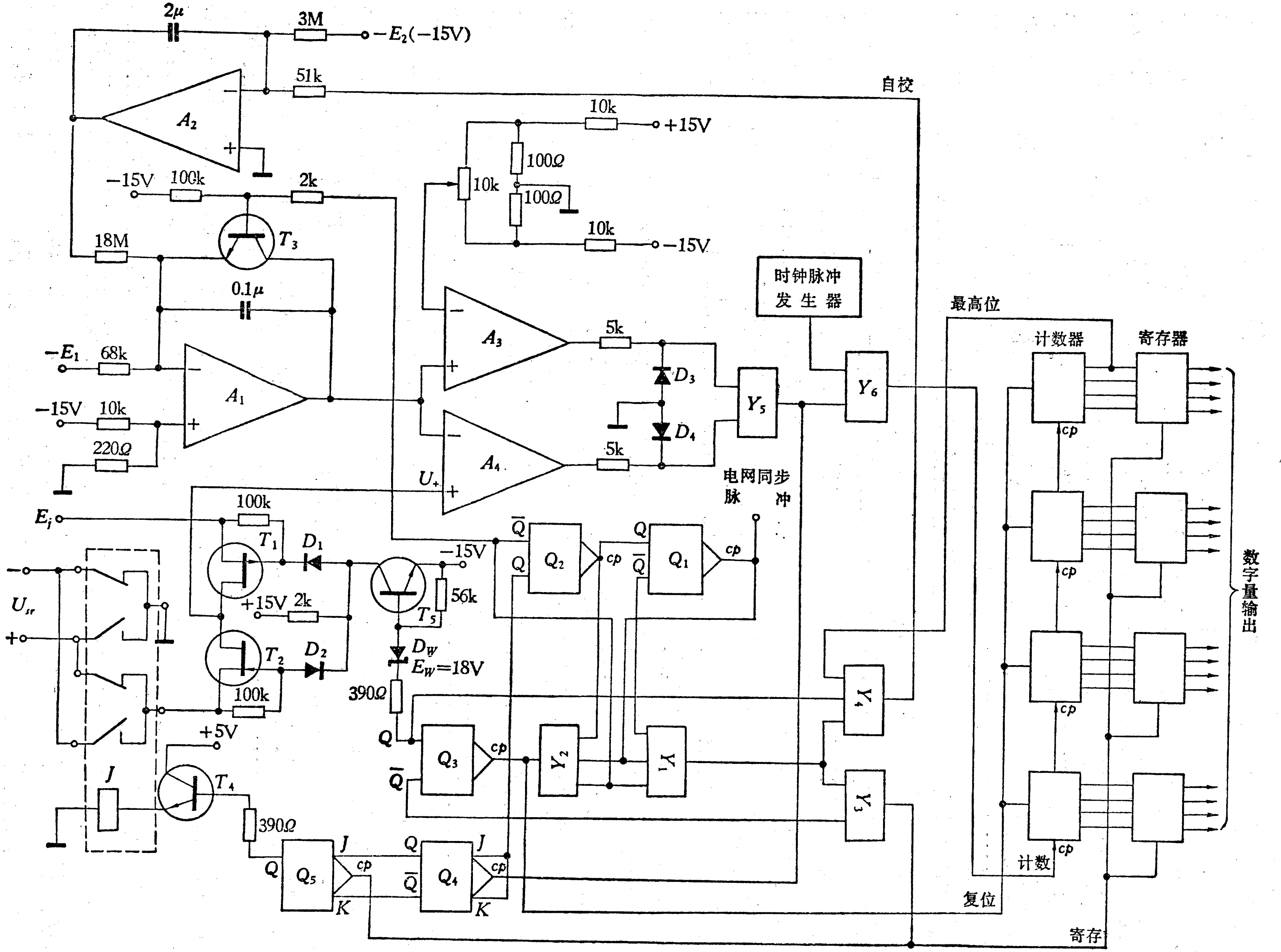


图 8-33 自校准与自切换极性的单斜坡模-数变换器

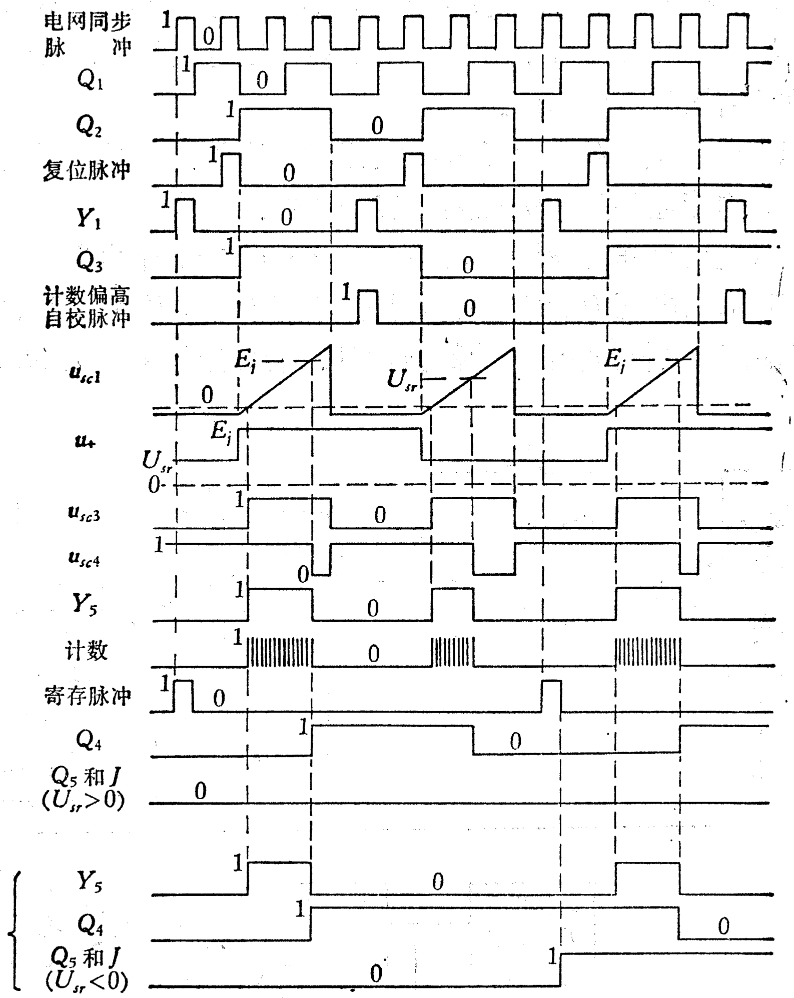


图 8-34　图8-33电路的波形

J 位于吸合状态，U_{sr} 的实际极性为负. 关于数字电路部分的详细工作原理，可根据图 8-34 的波形,再结合实际电路进行分析.

总的来说,与下面介绍的双斜坡变换器相比，单斜坡变换器的抗干扰能力较差，对噪声比较敏感. 如果在比较器的输入端前面加一级 RC 滤波器，对抑制高频噪声影响往往是很有效的.

二、双斜坡模-数变换器

双斜坡模-数变换器在一次变换中要进行两次积分,所以又叫双积分模-数变换器,它也是一种常用的模-数变换器,分为电压型和电流型两种,前者以电压作基准,后者以电流作基准,两者原理十分相近，在数字仪表和低速数据处理系统中都有广泛的应用，下面以电压型为例进行介绍.

1. 双基准双斜坡模-数变换器

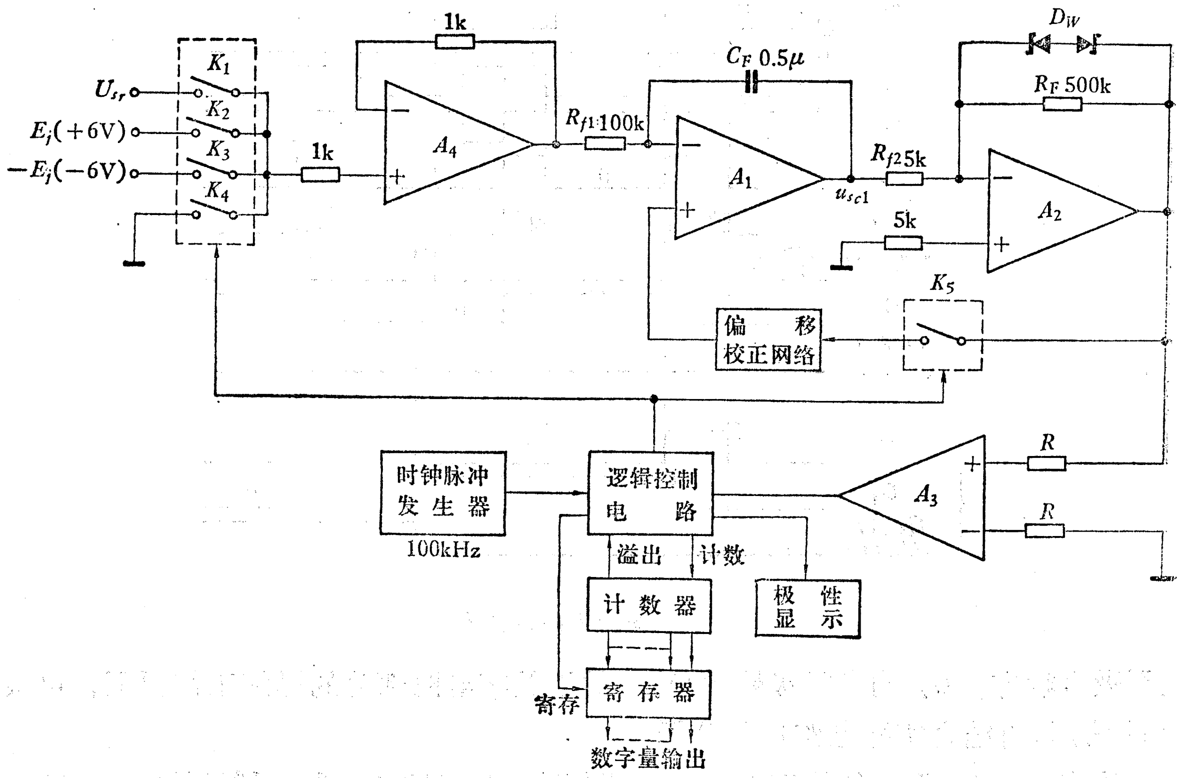
(1) 工作原理

双基准双斜坡模-数变换器具有两个电压基准,组成框图如图 8-35(a) 所示,图(b)是它的工作波形. 图中，位于积分器 A_1 和比较器 A_3 之间的斜坡电压放大器 A_2，用来提高比较器 A_3 的灵敏度，以保证小信号时的变换精度，也为设置偏移校正网络提供了方便.

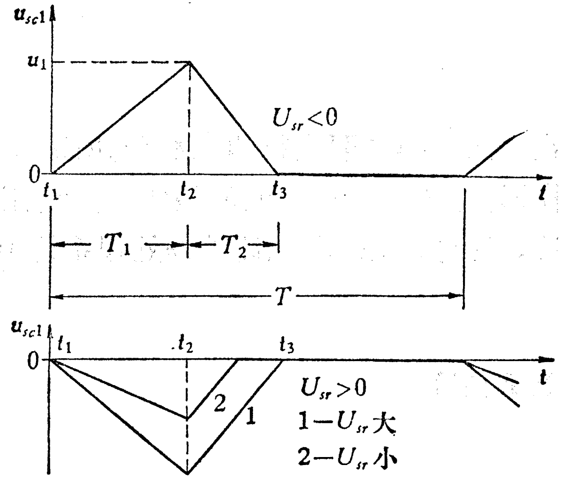
偏移校正网络和 A_1, A_2 一起组成自校零回路，以便精确复位，减小变换误差．加在前置输入级 A_4 之前的模拟开关 K_1—K_4 和 K_5，受逻辑控制电路的控制，决定变换器的工作状态，这些模拟开关常由场效应管组成．

这种变换器完成一次模-数变换通常要经历三个阶段：采样、比较和复位阶段．每个阶段中，各模拟开关的接通和关断情况列于表 8-2 中．

从波形图可以看出，采样阶段以逻辑控制电路发出启动脉冲的时刻 t_1 为起点，这时计数器复位，K_1 接通，输入电压 U_{sr} 经电压跟随器 A_4 隔离后，使积分器 A_1 开始积分．与此同时，逻辑控制电路将时钟脉冲送入计数器计数．若计数器容量为 N_M，时钟脉冲周期为



(a)



(b)

图 8-35 双电压基准的双斜坡模-数变换器

(a) 电路；(b) 在 U_{sr} 不同极性下，A_1 输出 u_{sc1} 随时间的变化．

表 8-2 在三个阶段中，模拟开关的状态

模拟开关符号	采　样	比较		复　位
		正基准	负基准	
K_1	通	断	断	断
K_2	断	通	断	断
K_3	断	断	通	断
K_4	断	断	断	通
K_5	断	断	断	通

T_j，则从计数起始时刻 t_1 起，到计数器计满 N_M 发出溢出脉冲的时刻 t_2 为止的时间间隔 T_1 为

$$T_1 = t_2 - t_1 = N_M T_j$$

由于 N_M 和 T_j 为常数，故 T_1 也为常数．可见，在采样阶段中，积分器对输入电压 U_{sr} 的积分时间是固定不变的，始终为 T_1． 如果积分器的起始电压为 $u_{sc1}(0)$，则在采样阶段结束时，积分运算放大器的输出电压 u_{sc1} 为

$$u_{sc1}(t_2) = -\frac{1}{R_{f1}C_F}\int_0^{T_1} u_{sr}dt + u_{sc1}(0) = u_1$$

令 $\bar{u}_{sr}$ 为输入电压 u_{sr} 在 T_1 时间间隔内的平均值，即

$$\bar{u}_{sr} = \frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} u_{sr}dt \tag{8-42}$$

所以，在 t_2 时刻的积分运算放大器 A_1 的输出为

$$u_1 = -\frac{T_1}{R_{f1}C_F}\bar{u}_{sr} + u_{sc1}(0) \tag{8-43}$$

从 t_2 时刻起，变换器进入比较阶段．这时计数器已溢出，计数为零，溢出脉冲通过逻辑控制电路，根据输入电压的极性，将相反极性的基准电压通过模拟开关 K_2 或 K_3 接入，积分器 A_1 开始反向积分，计数器重新开始计数． 当积分器的输出电压回到起始电压 $u_{sc1}(0)$ 的时刻 t_3，比较器的输出电位发生变化[在图 8-35 中假定了 $u_{sc1}(0) = 0$]，通过逻辑控制电路将计数器关闭．所以，比较阶段的时间为 $T_2 = t_3 - t_2$， 在 t_3 时刻，积分运算放大器 A_1 的输出电压为

$$u_{sc1}(t_3) = u_1 + \frac{1}{R_{f1}C_F}\int_0^{T_2} E_j dt = u_{sc1}(0)$$

即

$$u_1 + \frac{T_2}{R_{f1}C_F}E_j = u_{sc1}(0)$$

将式(8-43)代入上式，最后得

$$T_2 = \frac{T_1}{E_j}\bar{u}_{sr} \tag{8-44}$$

可见，比较阶段的时间间隔 T_2 与输入电压 u_{sr} 在 T_1 时间间隔内的平均值 $\bar{u}_{sr}$ 成正比，而与积分器的积分时间常数 $R_{f1}C_F$ 及其起始电压 $u_{sc1}(0)$ 无关． 由于计数器从 t_2 起开始计数，故在 t_3 时刻，计数器的计数 N 显然为

$$N = \frac{T_2}{T_j} = \frac{T_1}{T_j E_j}\bar{u}_{sr} = \frac{N_M}{E_j}\bar{u}_{sr} \tag{8-45}$$

这样，在 t_3 时刻的计数器的计数 N 就是正比于输入电压平均值 $\bar{u}_{sr}$ 的数值量，且比例系数与时钟频率无关，仅与基准电压有关. 在这个阶段中，逻辑控制电路还发出极性显示和寄存脉冲，前者使极性显示部件按变换信号的极性显示正、负号，后者将 N 送入寄存器，以供它用.

从 t_3 时刻起，到下一个启动脉冲到来为止的时间间隔为复位阶段. 在 t_3 时刻，逻辑控制电路通过模拟开关 K_4 将前置隔离级 A_4 的输入接地，同时通过 K_5 将偏移校正网络接到斜坡电压放大器 A_2 的输出端，使它和 A_1，A_2 组成自校零回路，以便对任何偏差电压进行自动校正，本复位阶段结束时，保证主要部件精确回到起始状态，为下一次变换作好准备.

(2) 自校零回路

在复位阶段中，自校零回路的组成方案很多，难易差别也大，现以图 8-36 为例，对这类回路的自校原理和参数选择原则作一介绍.

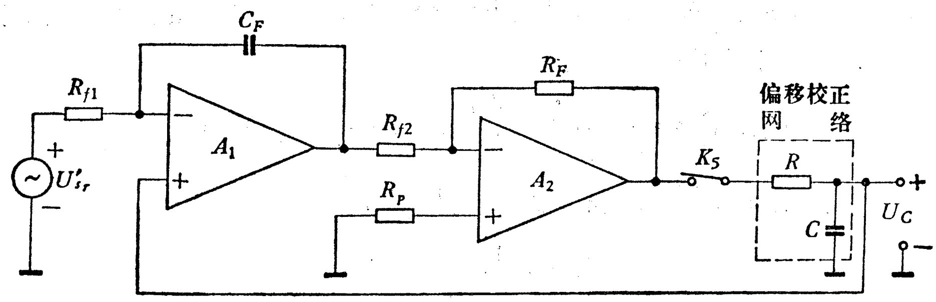


图 8-36　复位阶段的自校零回路

偏移校正网络一般为具有积分功能的无源 RC 网络，它在复位阶段将偏差电压记存起来，以便在采样和比较阶段进行校正，降低偏差电压产生的误差. 最简单的校正电路为一只电容和一只电阻组成的一阶积分校正电路，如图 8-36 中的 R 和 C. 图中的 U'_{sr} 代表折合到输入端的积分放大器和斜坡电压放大器的偏差电压，它的主要成分是运算放大器 A_1 和 A_2 的失调及其漂移，由于它变化缓慢，在一次变换周期内，可按常量处理. 显然、这个偏差电压在采样、比较和复位三个阶段都存在，如果没有自校零回路，则在采样阶段，积分电流不再是 U_{sr}/R_{f1}，而是 $(U_{sr}+U'_{sr})/R_{f1}$；同理，在比较阶段，积分电流不再是 E_j/R_{f1}，而是 $(E_j+U'_{sr})/R_{f1}$，因此造成变换误差，当 $U_{sr}=0$ 时，计数器计数将不为零. 有了自校零回路后，只要设计和调整适当，则可保证 $U_{sr}=0$ 时，计数器的计数也为零，从而提高变换精度.

根据图 8-36 不难看出，在电容 C_F 和 C 的充放电过程结束之后，电容 C 两端电压将等于偏差电压

$$U_C = U'_{sr}$$

随着电路由复位阶段转到采样阶段和比较阶段，由于模拟开关 K_5 关断，电容 C 上的电荷无放电通路，故 $U_C = U'_{sr}$ 不变. 这样，由于积分运算放大器同相端电位保持为 U'_{sr}，它将抵消偏差电压的影响，使积分电流在采样阶段和比较阶段仅取决于输入电压和基准电压，起到了自动校零的作用.

为了达到上述目的，自校零回路除了应具备足够的稳定储备外，还应有较短的过渡过程时间，对于图 8-35 来说，自校零回路的过渡过程时间 T_3 必须满足

$$T_3 < T - 2T_1 \tag{8-46}$$

式中，T 为变换器的变换周期．由图 8-36 可以导出，自校零回路的开环传递函数为

$$K(s) = \frac{K_F}{\tau_F s(1 + \tau s)}$$

所以，闭环传递函数为

$$K_F(s) = \frac{K(s)}{1 + K(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

式中

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_F}{\tau\tau_F}}$$

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\tau_F}{K_F\tau}}$$

$$\tau_F = R_{f1}C_F$$

$$\tau = RC$$

$$K_F = \frac{R_F}{R_{f2}}$$

可见，自校零回路是一个二阶系统．可以证明，这种系统的阻尼系数 ζ 的范围在 0.5—0.8 之间时，其阶跃响应的过渡过程时间最短．如果要求定态误差不大于 2%，过渡过程时间 T_3 可表示为

$$T_3 = \frac{4}{\zeta\omega_n}$$

且 $\zeta = 0.76$ 时，T_3 为最小值[13]．将这些结果代入上列各式，整理后，得

$$\begin{cases} \tau \approx 0\ 433\ \dfrac{\tau_F}{K_F} \\ T_3 = 8\tau \approx 3.464\ \dfrac{\tau_F}{K_F} \end{cases} \tag{8-47}$$

实际应用中，τ_F 和 K_F 往往由变换器的性能要求所限定，已知 τ_F 和 K_F 后，可据式(8-47)初选 τ，估算出 T_3，再按式(8-46)校核是否满足要求，否则，必须对变换器参数适当修改．此外，上述结论是在运算放大器具有理想特性下导出的，由式(5-155)可知，当考虑了运算放大器的开环增益和频带有限的影响时，仅实际积分器就是一个阻尼系数大于一的二阶系统，所以上述计算参数应通过实验进行适当调整．

在模拟开关 K_5 关断，变换器进入采样和比较阶段后，电容器 C 的泄漏电阻和 A_1 的输入偏置电流对 C 的记忆性能影响很大，故必须选用泄漏电阻大的电容器作为 C，并选用具有场效应管输入级的运算放大器或具有类似性能的放大器作积分器．

(3) 小结

综上所述，双斜坡模-数变换器具有一系列优点．首先，由式(8-44)或(8-45)可知，它的输出时间间隔或计数与积分器的时间常数 $\tau_F = R_{f1}C_F$ 无关，从而消除了产生斜坡电压时的各种误差来源，积分电容 C_F 的数值可在一个宽广范围内变化而不影响结果．由式(8-40)等可知，单斜坡模-数变换器就不是这样．其次，它对输入信号 U_{sr} 的积分时间 T_1 是固定不变的，且比较长，因此，它的输出时间间隔 T_2 正比于 u_{sr} 在 T_1 内的平均值 $\bar{u}_{sr}$，这

样，它对叠加在 u_{sr} 上的串模干扰电压有很强的抑制能力．设串模干扰信号的周期为 T，n 为任意正整数，可以证明，若使 $T_1 = nT$，则双斜坡模-数变换器的串模抑制能力在理论上为无穷大[14]．例如，为了抑制工频 50 Hz 的串模干扰信号，由于 $T = 20$ ms，当 n 分别取 1，2，3，… 时，T_1 应选为 20 ms，40 ms，60 ms，…．最后，这种变换器有复位阶段，故可通过适当的自校零回路实现自动校零，提高变换精度．

2. 单基准双斜坡模-数变换器

式(8-45)表明，双斜坡模-数变换器的精度主要由基准电压 E_j 的精度决定，在双基准的方案中，为了保证变换器在不同极性的输入电压下有相同的变换精度，两个基准电压不仅各自的精度要高，而且两者在数量上也应精确相等，如果通过电路改进，只用一个基准电压就能满足变换器的要求，这显然有利于变换精度的提高，并大大减小匹配两个基准的工作量．图 8-37 是这种方案的框图，它主要是把模拟开关增多，通过开关的组合，利用一个基准电压起两个基准的作用．

从图 8-37 可以看出，它共有六个模拟开关，比图 8-35 的双基准电路多了一个，所以它的逻辑控制电路更复杂，但以此作为代价，减少了一个基准电压．在采样、比较和复位

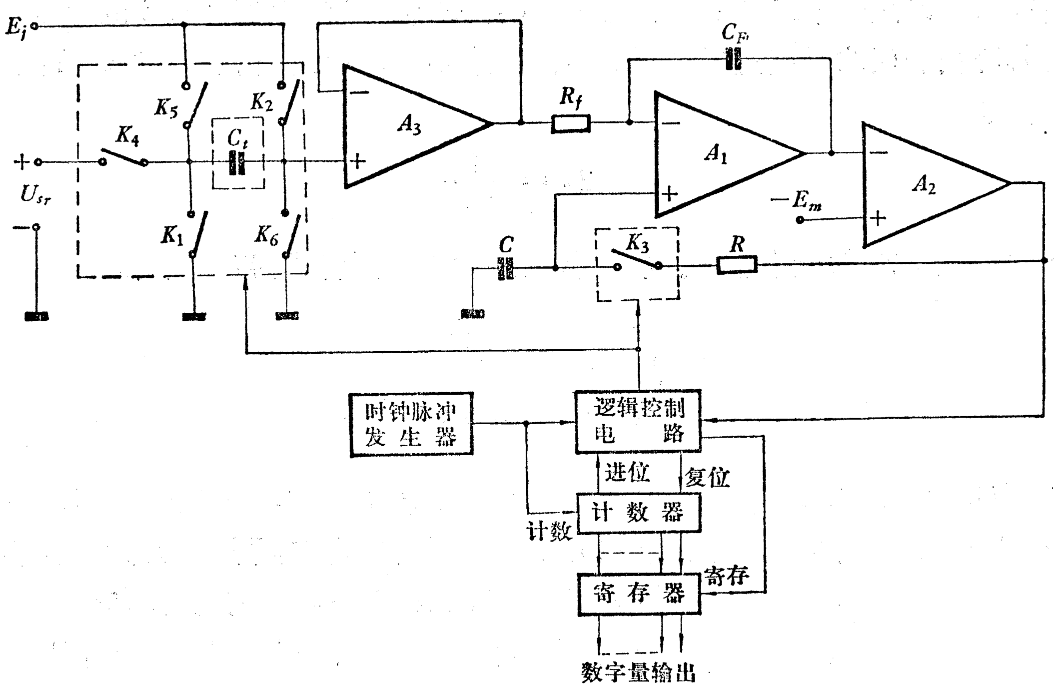


图 8-37 单电压基准的双斜坡模-数变换器框图

表 8-3 在三阶段中，模拟开关的状态

模拟开关符号	复位	采样	比较 $u_{sr}>0$	比较 $u_{sr}<0$
K_1	通	断	断	断
K_2	通	断	断	断
K_3	通	断	断	断
K_4	断	通	断	断
K_5	断	断	断	通
K_6	断	断	通	断

三个阶段中，各模拟开关的接通和关断情况如表 8-3 所示，在一个变换周期中，各阶段所占用的时间是固定的.

根据表 8-3，可把图 8-37 中的线性电路部分，在各阶段的连接情况，分别用图 8-38

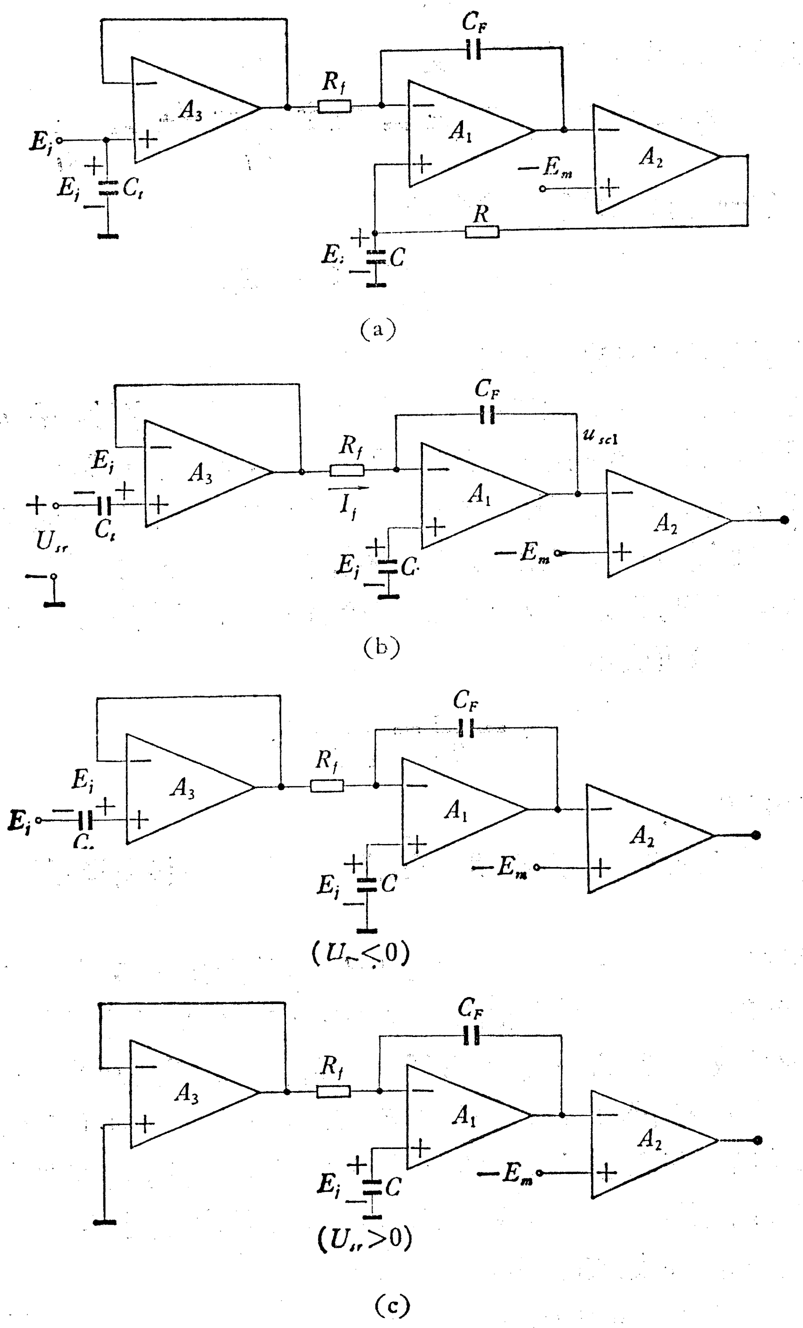


图 8-38　图 8-37 电路的分解

(a) 复位阶段；(b) 采样阶段；(c) 比较阶段.

(a)，(b)，(c) 表示. 在复位阶段，模拟开关 K_1，K_2 和 K_3 接通，其余关断，这样，就得到了图 8-38(a) 的电路. 在这个阶段中，电容 C_t 两端电压等于基准电压 E_j，当电路稳定下来后，积分器的积分电流为零，所以自校零回路中的电容 C 的两端电压也为 E_j，这时，积分器的输出电压等于比较器 A_2 的门限电位 $-E_m$，不再发生变化.

当电路转到采样状态，仅模拟开关 K_4 接通，其余关断，电路如图 8-38(b) 所示. 若 $u_{sr}=0$，电路各电容电压与复位状态相同，不发生任何变化，积分器输出继续稳定在 $-E_m$ 上. 若 $u_{sr}>0$，电压跟随器 A_3 同相端电位升高，从 E_j 升到 E_j+u_{sr}，积分器将反向积

分．若 $u_{sr}<0$，A_3 同相端电位减小，从 E_j 下降到 $E_j-|u_{sr}|$，积分器将正向积分．这样，如果采样阶段的时间为 T_1，则在采样阶段结束时，积分器的输出电压可表示为

$$u_{sc1}=-\frac{1}{C_F}\int_0^{T_1} I_f dt-E_m=u_1 \tag{8-48}$$

令 U_+ 和 U_- 为积分放大器 A_1 同相端和反相端的电位，有

$$I_f=\frac{E_j+u_{sr}-U_-}{R_f}=\frac{E_j+u_{sr}-U_+}{R_f}=\frac{u_{sr}}{R_f}$$

所以，将上式和式(8-42)代入式(8-48)中，得

$$u_1=-\frac{T_1}{R_fC_F}\bar{u}_{sr}-E_m$$

这样，我们就得到了与式(8-43)完全相同的形式．

接着，电路由采样阶段转到比较阶段．根据采样阶段结束时，是 $u_1>-E_m$，还是 $u_1<-E_m$，比较器通过逻辑控制电路将模拟开关 K_5 或 K_6 接通，积分器开始反向积分，直到积分器输出回到起始值 $-E_m$，比较器才通过逻辑控制电路将 K_5 或 K_6 关断，以便转入复位阶段．由图 8-38(c) 可知，在比较阶段，不论输入电压极性如何，反向积分电流在数值上总等于 E_j/R_f，所以，积分器从 u_1 回到起始值 $-E_m$ 所占用的时间 T_2 仍由式(8-44)表示，对应的计数器计数可表示为

$$N=\frac{T_2}{T_j}=\frac{T_1}{T_jE_j}\bar{u}_{sr} \tag{8-49}$$

式中，T_j 为时钟脉冲周期．

当比较阶段经历二分之一变换周期之后，逻辑控制电路将变换器转到复位阶段，进行下一次变换．

按上述方案组成的一个具体电路示于图 8-39 中[15]，图 8-40 是它的工作波形．由图可以看出，线性电路部分与框图基本相同，仅数字电路部分更具体了．框图中的六个模拟开关 K_1—K_6 均为场效应管 T_1—T_6 模拟开关，它们的通断由开关驱动译码器的输出逻辑电平决定，开关驱动译码器则由或非门 HF_1，HF_2，HF_3 和与门 Y_1 组成．除了开关驱动译码器外，逻辑控制电路还包括状态转换器，极性触发器 Q_1，零交触发器 Q_2，由异或门 YH_2、微分电路 R_4C_2 和反相器 F_2 组成的复位电路，以及由与门 Y_3、异或门 YH_3、反相器 F_3 和微分电路 R_5，R_6，C_3 组成的寄存命令电路．

二进制计数器和寄存器均为十六位，以便和一般微处理机相接．计数器的第十二位的进位脉冲既送向本身的高位，也送到状态转换器．状态转换器是一个两位的二进制同步计数器，它在进位脉冲的作用下，其输出 Z_2Z_1 一共有四种状态，即“00”、“01”、“10”和“11”：

“00”状态表示变换器的复位阶段．

“01”状态表示变换器的采样阶段．

“10”和“11”状态表示变换器的比较阶段．

一句话，变换器处于什么阶段主要由状态转换器的输出决定．由于计数器不断对时钟脉冲进行计数，所以状态转换器的输出状态 Z_2Z_1 也在不断地作周期性变化．若时钟脉冲的周期为 T_j，则状态转换器对应的每个状态的持续时间为

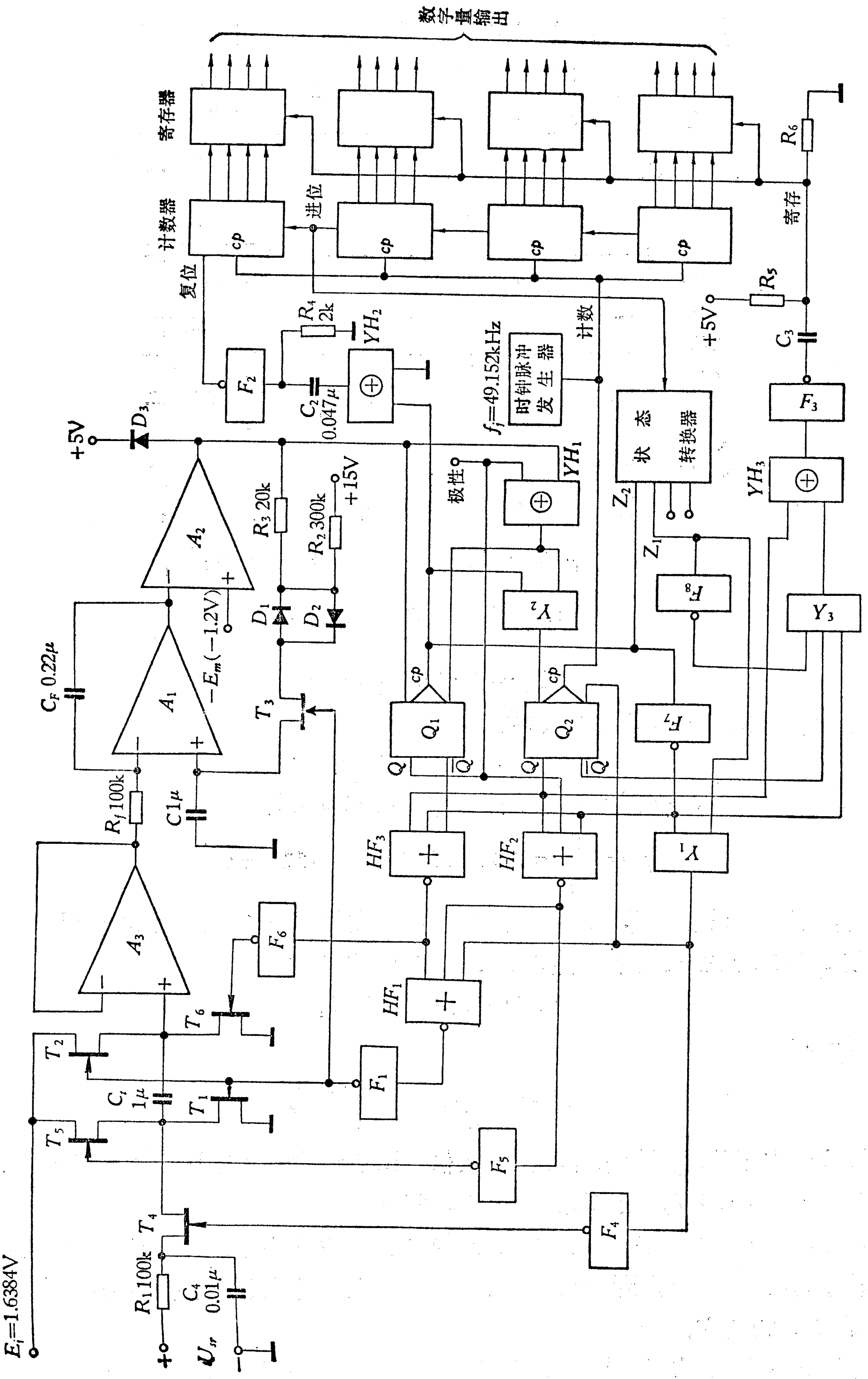


图 8-39 单电压基准的双斜坡模-数变换器

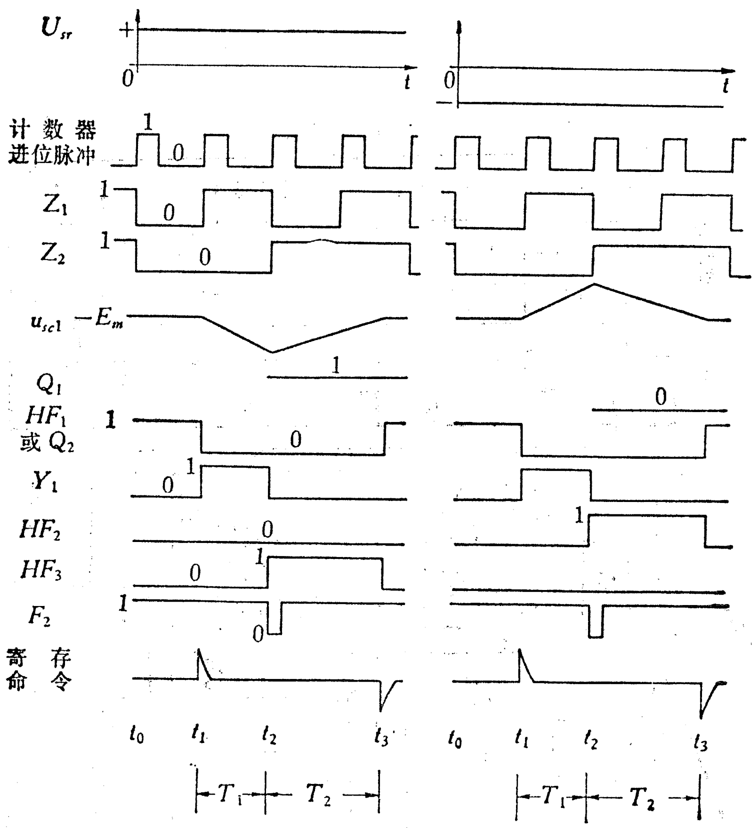


图 8-40 图 8-39 的工作波形

$$T_0 = 2^{12} T_j = 4096\ T_j$$

这样，变换器的周期——每进行一次变换所需的时间 T 为

$$T = 4T_0 = 16384\ T_j$$

例如，要求一秒钟进行三次变换，则时钟脉冲的频率应选为

$$f_j = \frac{1}{T_j} = 3 \times 16384 = 49.152\ \text{kHz}$$

由此可见，复位阶段和采样阶段占用的时间都为变换周期 T 的四分之一，比较阶段则为变换周期 T 的二分之一．所以采样阶段的时间间隔 T_1 为

$$T_1 = T_0 = 4096\ T_j$$

代入式(8-49)，得

$$N = \frac{T_1}{T_j E_j} \bar{u}_{sr} = \frac{4096}{E_j} \bar{u}_{sr} \tag{8-50}$$

由于比较阶段占用的时间为采样阶段的两倍，所以最大输入电压可为基准电压的两倍．例如，若 $E_j = 1.6384$ V，则 $U_{srM} = \pm 3.2768$ V．

状态转换器的输出 Z_2Z_1、极性触发器的输出 $Q_1\bar{Q}_1$ 和零交触发器的输出 Q_2 经开关驱动译码器译码后，对各模拟开关实现控制，在变换的各个阶段上，使各模拟开关的通断状态，符合表 8-3 的要求．

根据图 8-40 所示的不同输入电压极性下的工作波形，可以看出变换器各主要部件的工作情况．图中，t_0 到 t_1 为复位阶段，t_1 到 t_2 为采样阶段，t_2 到下一个 t_0 为比较阶段，比较阶段中的计数器计数时间 T_2 由输入电压决定，为 $T_2 = t_3 - t_2$．t_0，t_1 和 t_2 各时刻由状态转换器的输出 Z_2Z_1 决定．在比较阶段，虽然状态转换器的输出将由“10”变到“11”，但

逻辑控制电路保证了它不会带来模拟开关状态的任何变化. 每次变换的输入电压极性，由极性触发器 Q_1 在比较阶段开始时刻 t_2 显示，正极性为"1"，负极性为"0"，且一直保持到下一次变换开始显示极性时为止. 为了保证比较阶段计数正确，在 t_2 时刻，状态转换器通过复位电路，由反相器 F_2 发出复位脉冲，使计数器高位复位(在 t_2 时刻，计数器前 12 位为零). 当达到零交时刻 t_3，即当积分器的输出反积分到起始值 $-E_m$ 时，零交触发器 Q_2 通过寄存命令电路发出寄存命令，将与输入电压成比例的计数器中的计数存入寄存器，以供显示或其他应用，寄存时间为一个变换周期，等下一个寄存命令来时才改变寄存内容. 由于各阶段的变更时刻都由时钟脉冲实现同步控制，因此，不会因为进入计数器的计数脉冲不完整而带来计数误差. 关于数字电路部分的详细工作原理，可据波形图结合实际电路进行分析.

为了保证在采样和比较阶段中，C_t 和 C 上所保持的基准电压值不变，电路中采取了如下措施：第一，隔离级 A_3 和积分器 A_1 的输入级都由结型场效应管组成，并把这些管子的工作压降减小到 3—4 V 左右，这样不仅输入偏置电流小，漏电也小，从而大大降低了放大器输入级的影响. 第二，比较器输出高电位由二极管 D_3 箝位在 +5 V，减小开关管 T_3 关断时的压降，从而减小了漏电流对 C 的记忆性能的影响. 第三，C 和 C_t 的电容量选大，例如为 1 μF，也有利于减小其他泄漏电流对电容保持电压的影响. 偏移校正网络中串有一对反并联的二极管 D_1 和 D_2，在复位阶段，当 C 上电压远离基准电压时，D_1 和 D_2 呈现低阻抗，不妨碍 C 迅速复位到基准电压值，但当 C 上电压已接近基准电压值时，D_1 和 D_2 的压降也随之减小，呈现很高的阻抗，将高频噪声到校正电容 C 的通路隔断，减小了它对电容电压的影响，这种非线性校正方法有时非常有效. 输入端接有 R_1C_4 组成的无源低通滤波器，以便抑制信号中的高频噪声.

双斜坡模-数变换器的满刻度非线性误差一般在 ±0.05%—±0.01%，温度系数为 10—50 ppm/℃，噪声抑制能力极强，主要缺点是变换周期较长，通常在毫秒数量级. 关于双斜坡模-数变换器在数字电压表中的应用详见第九章第二节.

习　　题

题 8-15 根据图 8-30 中的参数值，试求该电路的变换系数 b，分析二极管 D_2 的压降对电路的影响，若要对负输入电压进行变换，电路应作何改动?

题 8-16 根据图 8-31 中的参数值，绘制输入电压为 6 V 时的各主要部件的输出波形，$U_{sr}=10$V，使 $N=1000$ 时 R_W 的设定值? 若 f_i 改为 10 MHz，C 改为 0.004 μF，则当 $U_{sr}=10$ V 时，$N=$? 这时的启动脉冲频率是否要相应改变?

题 8-17 根据图 8-35 的参数值，试求:

(1) 若 $T_1=60$ ms，$N_M=$?

(2) T_2 与 $\bar{u}_{sr}$ 之间的关系，N 与 $\bar{u}_{sr}$ 之间的关系;

(3) 若 $T_2=T_1$，$\bar{u}_{sr}=$? 若 $T_2=20$ ms，$\bar{u}_{sr}=$?

(4) 若 $N=6000$ 或 2500，$\bar{u}_{sr}=$?

(5) 若 $u_{sr}=5\sin 100\pi t$(V)，$N=$? 若 $u_{sr}=5+5\sin 100\pi t$(V)，$N=$?

(6) 若积分运算放大器的额定输出电压为 10 V，起始电压为零，计数器容量没有限定，试求允许的最大输入电压 $\bar{u}_{sr\max}$?

（7）试选自校零回路中的偏移校正网络的元件参数，估算过渡过程时间。

参 考 文 献

[1] Marjanovic, S., High-accuracy digital-analogue convertor, *Electron. Lett.*, 1973, **Vol. 9**, No. 6, pp. 131—132.

[2] Clayton, G. B. Linear Integrated Circuit Applications, Macmillan, 1975, pp. 192—194.

[3] Bayer, F., VCO mit nur 2 ICs, *Elektronik*, 1976, H. 11, S. 82.

[4] Bošnjaković, P. and J. Kon, New voltage-to-frequency convertor with nonlinearity correction, *Electron. Lett.*, 1977, **Vol. 13**, No. 1, pp. 5—6.

[5] Ormay, J., Voltage to frequency converter with linear regulator, *Electron. Engng.*, 1977, Vol. 49, No. 585, pp. 32.

[6] 大楠博信，オペアンプの特殊応用“コンパレータ”としての応用設計，エレクトロニクスダイジェスト，1974，2月号，pp. 28—29.

[7] Graeme, J., Use v/f converters for analog data transmission, *Electron. Design*, 1975, **Vol. 23**, No. 7, pp. 110—114.

[8] Jiung, E. and S. Berglung, Versatile integrator-multiplier, *Electron. Engng.*, 1974, **Vol. 46**, No. 558, pp. 38—40.

[9] Alvsten, B., Calculate with a v/f converter, *Electron. Design*, 1974, **Vol. 22**, No. 12, pp. 130—132.

[10] Ljung, E. Accurate widerange analogue multiplier, *Electron. Engng.*, 1975, **Vol. 47**, No. 569, pp. 35—39.

[11] Williams, J. M., Comparator IC forms 10-bit a-d converter, *Electronics*, 1975, **Vol. 48**, No. 8, pp. 146—147.

[12] Barnes, J., Single-ramp analogue to digital converter, *Electron. Engng.*, 1973, **Vol. 45**, No. 547, pp. 12—13.

[13] 绪方胜彦著，卢伯英等译，现代控制工程，科学出版社，1976年9月，180页.

[14] Pearce, J. R., Dual ramp integrating digital voltmeters, *Australian Electron. Engng.*, 1975, **Vol. 8**, No. 4, pp. 18—21.

[15] Recall, R., General purpose analogue to digital converter, *Electron. Engng.*, 1976, **Vol. 48**, No. 584, pp. 31—33.

第九章　信号测量电路

运算放大器已广泛用于各种测量电路，以便提高它们的测量精度，扩大它们的测量功能．本章将介绍模拟和数字电表电路以及某些电参数的测量电路．

第一节　模拟电表电路

为了不影响被测电路，电压表应具有较大的输入阻抗，电流表应具有较低的输入阻抗，理论上，前者应为无穷大，后者应为零．模拟电表的表头本质上是一个电流敏感元件，其指针偏转角度和流经它的电流成正比，由于可动线圈或多或少有一定的电阻，例如 100 μA 的表头，其内阻约为 1 kΩ，用它进行测量时将影响被测量，引起线路误差．此外，交流电表中的整流二极管的压降和非线性特性也会产生线路误差．如果在模拟电表中使用运算放大器，就能大大降低这些误差，提高测量精度．在电阻表中采用运算放大器，不仅能得到线性刻度，还能实现自动调零．

一、直流电压表电路

为了提高直流电压表的输入电阻，运算放大器都工作在同相状态，最简单的方法是把运算放大器接成电压跟随器，作为隔离级使用，电路如图 9-1 所示，图中，R_M 为表头内阻，R 为扩大量程用的倍压电阻．

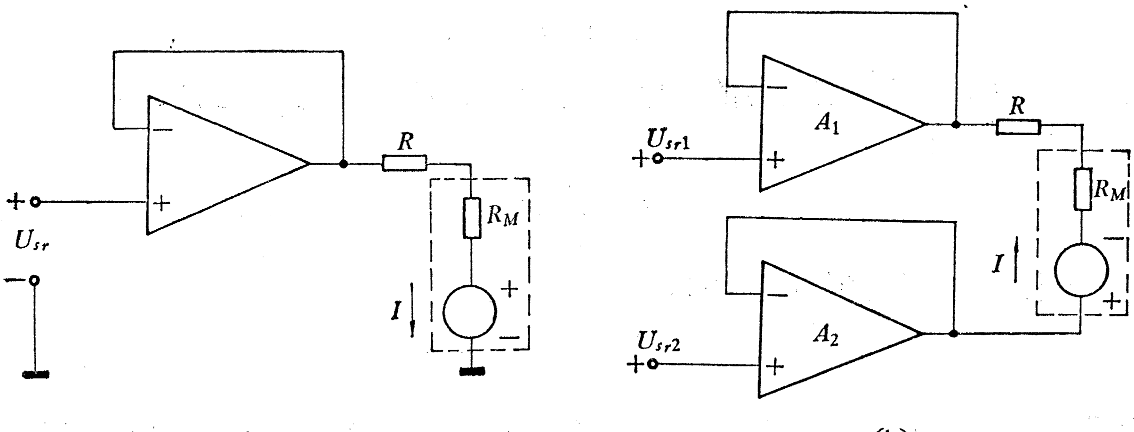


图 9-1　简单直流电压表

(a) 单端；(b) 差动．

在图 9-1 中，若不用运算放大器，电表内阻为 $R+R_M$．设若表头内阻 $R_M=1\,\text{k}\Omega$，满偏转电流 $I_M=100\,\mu\text{A}$，当量程为 $U_M=10\,\text{V}$ 时，则

$$R=\frac{U_M}{I_M}-R_M=99\,\text{k}\Omega$$

可见，内阻为 100 kΩ. 若采用运算放大器作隔离级，则对图 9-1(a) 而言，内阻由式(5-73)决定，其值在 10 MΩ 以上；对图(b)而言，内阻由式(5-111)决定，数量级也在 10 MΩ 以上. 这样，若量程仍为 $U_M = 10\ \text{V}$，则输入电阻至少能提高两个数量级，这就大大降低了电表对被测电路的影响.

如果运算放大器具有理想特性，则流过表头的电流 I 与被测电压 U_{sr} 之间的关系，对图(a)，显然为

$$I = \frac{1}{R + R_M} U_{sr} \tag{9-1}$$

对图(b)，有

$$I = \frac{1}{R + R_M} (U_{sr2} - U_{sr1}) \tag{9-2}$$

由式(5-93)可知，它只测量差动电压. 上两式表明，为了减小环境温度对电表的影响，倍压电阻 R 的温度系数应尽可能的小. 不过，表头的电阻也同样受温度的影响，产生误差.

为了减小表头参数对测量精度的影响，可将表头置于运算放大器的反馈回路中，这时，流经表头的电流就与表头参数无关了，从而进一步降低了常规的测量误差，电路如图 9-2 所示，图中，R_F 表示表头内阻 R_M 与外接串联电阻之和.

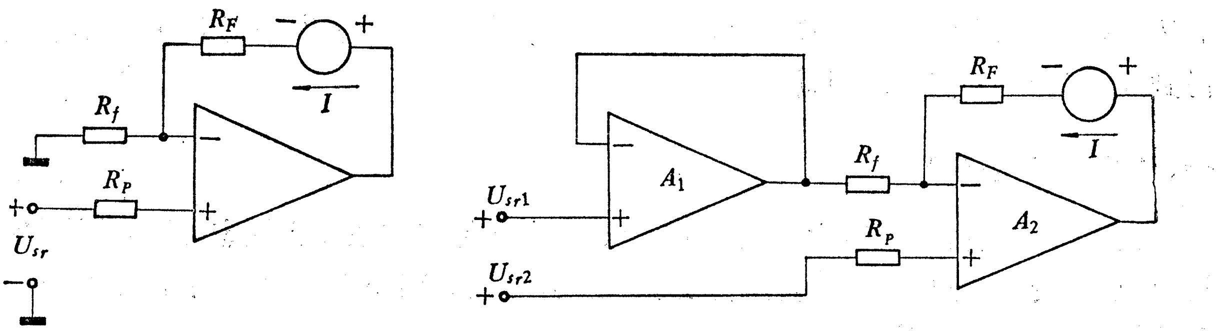


图 9-2 高精度直流电压表

(a) 单端； (b) 差动.

在运算放大器具有理想特性的条件下，图 9-2(a) 电路的表头电流 I 与被测电压 U_{sr} 的关系，不难证明为

$$I = \frac{1}{R_f} U_{sr} \tag{9-3}$$

根据第五章图 5-38 的分析，对图 9-2(b) 的电路，有

$$I = \frac{1}{R_f} (U_{sr2} - U_{sr1}) \tag{9-4}$$

由此可见，表头电流与表头参数基本无关，仅改变一个电阻参数 R_f 就可进行量程切换，或者提高电压表的灵敏度.

图 9-1 和图 9-2 适用于测量与运算放大器共地的有关电压，若要测量浮动电压，可采用浮动电源对运算放大器供电，组成浮动电压测量电表，电路如图 9-3 所示. 图中，E_c 和 $-E_c$ 为浮动电源，它可以由干电池组成. 因为电路的反相端通过输入电阻 R_f 接浮动电源的公共端，所以为同相比例运算放大器，它的输入阻抗很高，表头电流 I 与被测浮动电压 U_{sr} 之间的关系仍由式(9-3)描述.

上述各电压表的精度除了与表头本身的仪表误差有关外，还与运算放大器的失调及其漂移，以及共模抑制比等参数有关，其分析方法和定量关系已在第五章第三节中介绍过，不再赘述．不难看出，电压表本质上是电压-电流变换器，所以，组成直流电压表的电路远不止上列几种．

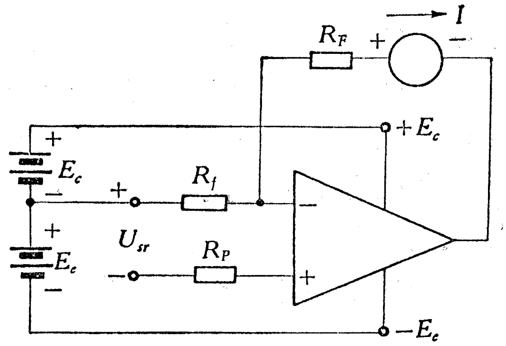


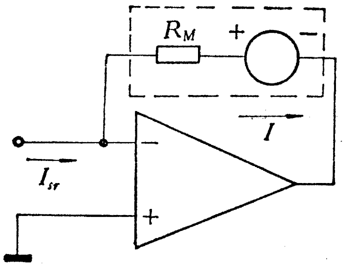
图 9-3 采用浮动电源测量浮动电压的电压表

二、直流电流表电路

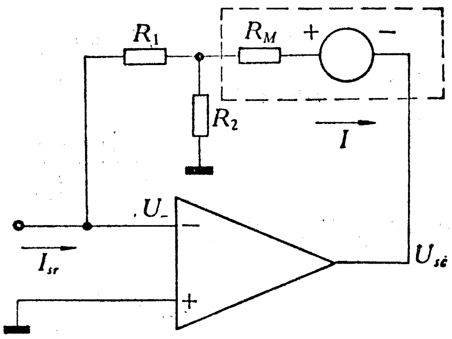
把电流表接在运算放大器的反馈回路中，将运算放大器接成电流-电压变换器的形式，就能组成压降几乎为零的直读式直流电流表．

1. 共地直流电流表

如果被测电流与运算放大器共地或具有零电位，则可用图 9-4 进行测量，图中两个电路仅灵敏度不同．图(b)电路的灵敏度高于图(a)．



(a)



(b)

图 9-4 共地直流电流表

(a) 普通；(b) 高灵敏度．

在图 9-4(a) 中，由于运算放大器反相端几乎不取任何电流，所以被测电流 I_{sr} 差不多全部流经表头，可从电流表直接读取被测电流值，有

$$I = I_{sr} \tag{9-5}$$

这种电路的最大被测电流由模拟电流表的最大量程和运算放大器的额定输出电流决定．

如果运算放大器额定输出电流和模拟电流表量程有富裕，则可用图 9-4(b) 的电路来扩大电流表的灵敏度．当运算放大器的输入偏置电流及其漂移很小时，灵敏度的提高有利于测量微弱电流．考虑到同相端与反相端电位相等，有

$$U_- \approx U_+ = 0$$

且无任何电流流经这两个输入端，所以，有

$$-R_1 I_{sr} = R_2 (I_{sr} - I)$$

得

$$I = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) I_{sr} \tag{9-6}$$

可见，改变电阻比 R_1/R_2，可调节电流表的灵敏度．因为被测电流最小值常由运算放大器

的输入偏置电流及其漂移限定，所以应选用具有场效应管输入级的运算放大器，以充分发挥高灵敏度电流表测量小电流的作用.

直流电流表的重要指标之一是它的内阻．内阻愈小，电流表的压降愈小，电流表对被测电路的影响就能大大削弱，从而提高测量精度．采用运算放大器的重大优点就是电流表的内阻可以很小．这个内阻可用第五章第二节介绍的反相运算放大器误差分析方法求得．为此，先将跨接在输出端与反相端之间的反馈回路参数，用一只电阻 R_F 等效．对于图 9-4(a) 电路，R_F 显然为

$$R_F = R_M$$

对图(b)电路，由 $R_F = (U_- - U_{sc})/I_{sr}$，不难得到

$$R_F = R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_M$$

这样，当只考虑运算放大器的开环直流增益 K_0 和输出电阻 r_{sc0} 的影响时，仿照图 5-17 的方法，可得图 9-5 的等效电路，由图可得

$$U_+ = 0$$

$$\frac{U_- - U_{sc}}{R_F} = I_{sr}$$

$$U_{sc} = r_{sc0} I_{sr} + K_0(U_+ - U_-)$$

由上列方程组，得电流表电路的内阻 r_{sr} 为

$$r_{sr} = \frac{U_- - U_+}{I_{sr}} = \frac{U_-}{I_{sr}} = \frac{R_F + r_{sc0}}{1 + K_0}$$

可见，图 9-4(a) 的内阻为

$$r_{sr} = \frac{R_M + r_{sc0}}{1 + K_0} \approx \frac{1}{K_0}(R_M + r_{sc0}) \tag{9-7}$$

图 9-4(b) 的内阻为

$$r_{sr} = \frac{1}{1 + K_0}\left[r_{sc0} + R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_M\right]$$

$$\approx \frac{1}{K_0}\left[r_{sc0} + R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_M\right] \tag{9-8}$$

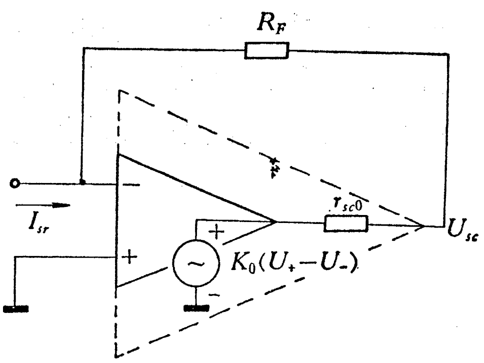


图 9-5 估算电流表内阻的等效电路

式(9-7)和(9-8)表明，采用运算放大器以后，电流表电路的内阻比普通电流表的内阻减小了 $(1 + K_0)$ 倍．例如，当表头参数为 $R_M = 1\,\text{k}\Omega$，$I_M = 100\,\mu\text{A}$，运算放大器参数如表 5-3 所示，则不采用运算放大器时，满量程时的压降为

$$R_M I_M = 10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 0.1\text{ V}$$

当采用运算放大器时，由式(9-7)可得满量程时的压降为

$$r_{sr} I_M \approx \frac{1}{K_0}(R_M + r_{sc0}) I_M$$

$$= \frac{1}{10^5} \times (10^3 + 10^2) \times 100 \times 10^{-6} = 1.1\,\mu\text{V}$$

满量程压降差不多降低了五个数量级，对被测电路的影响大大削弱了.

应当指出，这种电流表电路仅适用于测量信号源具有高内阻的电流信号，否则，测量误差加大.实际上，若被测信号源内阻为 R_x，信号电流为 I_{sr}，则实际流经表头的电流 I'_{sr} 为

$$I'_{sr}=\frac{R_x}{r_{sr}+R_x}I_{sr}$$

相对测量误差为

$$\frac{\Delta I_{sr}}{I_{sr}}=\frac{r_{sr}}{r_{sr}+R_x}100\%$$

可见 R_x 愈小误差愈大.

2. 浮动直流电流表

所谓浮动电流系指电位不为零而浮动的电流，在电流测量任务中，浮动电流的测量是普遍存在的. 为了测量电位浮动的电流，应把运算放大器的电源也浮动起来，电路如图 9-6 所示，图(b)的灵敏度比图(a)高.

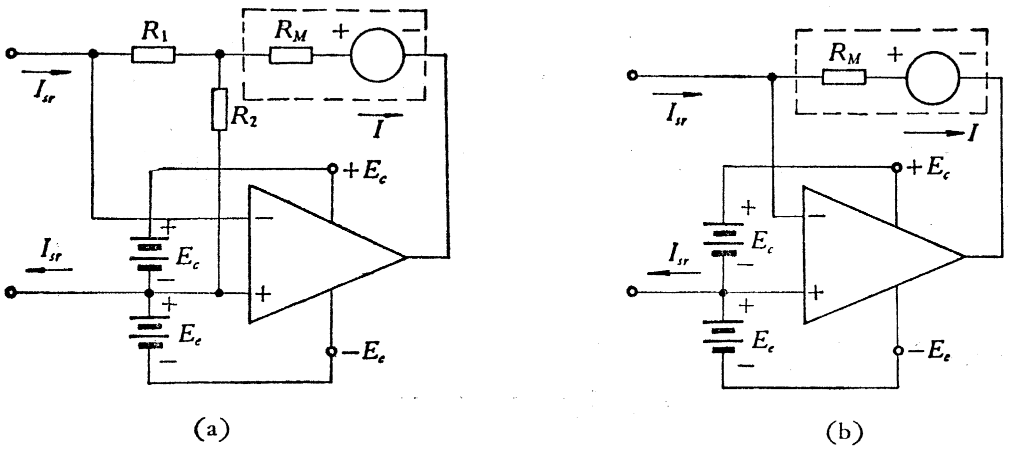


图 9-6 浮动直流电流表
(a) 普通； (b) 高灵敏度.

利用图 9-6 的电流表电路，由于运算放大器的电源已浮动起来，故可象常规电流表那样，串联在任何电流通路中测量该电流. 正如图示，被测电流 I_{sr} 由反相端那一侧流入，经表头从放大器输出端流入，再通过负极性的浮动电源经电源公共端返回. 若输入电流极性相反，则经正极性浮动电源返回. 可见，在这种安排中，两个浮动电源中的电流是不等的. 若运算放大器内部的偏置电流完全对称，它们从两个浮动电源取走的电流在数值上相等，则对图 9-6(a) 而言，两个电源中流过的电流之差，在数值上将精确等于被测电流 I_{sr}，对图(b)电路，则应加上 R_2 中的电流分量后，才等于被测电流.

显然，图 9-6(a) 和(b)的被测电流 I_{sr} 与表头电流 I 之间的关系仍由式(9-5)和(9-6)描述，电路内阻仍由式(9-7)和(9-8)描述.总之，除了浮动测量这一特点外，其他考虑都与图 9-4 相同.

三、交流电压表电路

由运算放大器、二极管整流桥和直流微安表组成的交流电压表如图 9-7 所示. 图中，被测交流电压 u_{sr} 加到运算放大器的同相端，因此，测量电路对信号源呈现很高的输入阻

抗;二极管桥路和表头置于运算放大器的反馈回路中,以减弱它们的参数影响. 负反馈作用迫使 R_f 两端的电压降等于被测交流电压, 流经 R_f 的电流将全部流经桥路. 由于二极管桥路的整流作用,将只有一种方向的电流流经表头,所以表头指示的是全波整流电流的平均值.

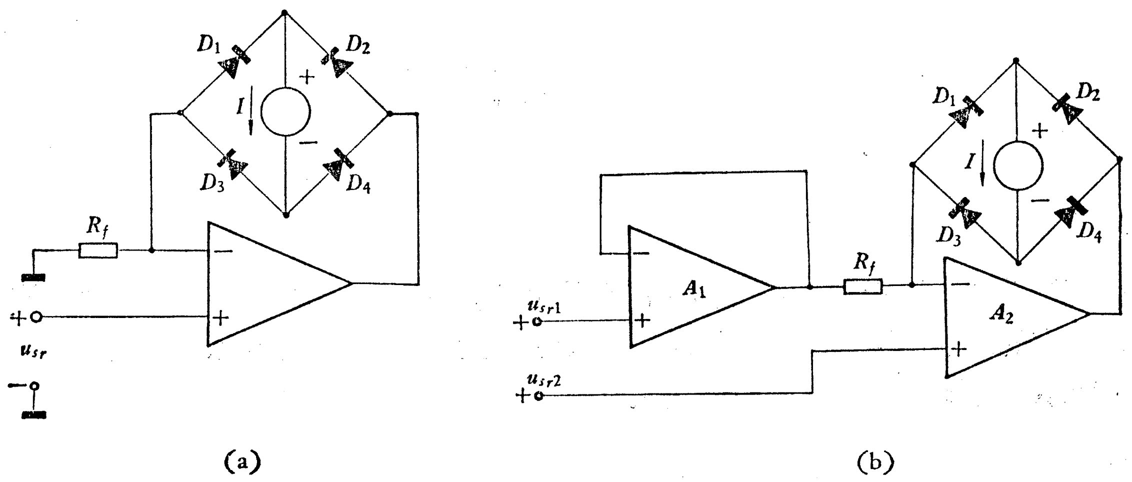


图 9-7 高内阻交流电压表

(a) 单端; (b) 差动.

设 $\overline{U}_{sr}$ 为被测交流电压 u_{sr} 的全波整流平均值, 则对图 9-7(a) 而言, 流经表头的电流平均值 $\overline{I}$ 为

$$\overline{I}=\frac{1}{R_f}\overline{U}_{sr} \tag{9-9}$$

同样,对图 9-7(b) 而言,有

$$\overline{I}=\frac{1}{R_f}\overline{(U_{sr2}-U_{sr1})} \tag{9-10}$$

式中, $\overline{U_{sr2}-U_{sr1}}$ 代表差动交流电压 $u_{sr2}-u_{sr1}$ 的全波整流平均值.

如果被测交流信号为正弦电压, 即 $u_{sr}=\sqrt{2}\,\widetilde{U}_{sr}\sin\omega t$, 则式(9-9)可进一步表示成

$$\overline{I}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi R_f}\widetilde{U}_{sr} \tag{9-11}$$

如果 $u_{sr2}=\sqrt{2}\,\widetilde{U}_{sr2}\sin(\omega t+\varphi_2)$, $u_{sr1}=\sqrt{2}\,\widetilde{U}_{sr1}\sin(\omega t+\varphi_1)$, 则式(9-10)可进一步表示成

$$\overline{I}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi R_f}\widetilde{U} \tag{9-12}$$

式中

$$\widetilde{U}=\sqrt{\widetilde{U}_{sr1}^2+\widetilde{U}_{sr2}^2-2\widetilde{U}_{sr1}\widetilde{U}_{sr2}\cos(\varphi_2-\varphi_1)}$$

可见,在上述条件下,表头可按有效值直接刻度.

由上列各式可以看出,在运算放大器具有理想特性的条件下,流经表头的电流与表头参数和桥路参数无关,从而大大提高了测量精度,克服了普通交流电表中二极管的死区电压和正向压降所造成的量测误差. 被测正弦交流电压的最高频率由运算放大器的频带和上升速率限定.

四、交流电流表电路

1. 共地交流电流表

利用组成交流电压表的类似方法，可组成交流电流表．图 9-8 是两个共地交流电流表电路，图(b)比图(a)具有更高的灵敏度．由于表头和二极管整流桥置于运算放大器反馈回路中，运算放大器两个输入端的电位差又近似为零，所以，不仅电表电路内阻极低，且二极管整流桥和表头参数也基本上与被测电流无关．

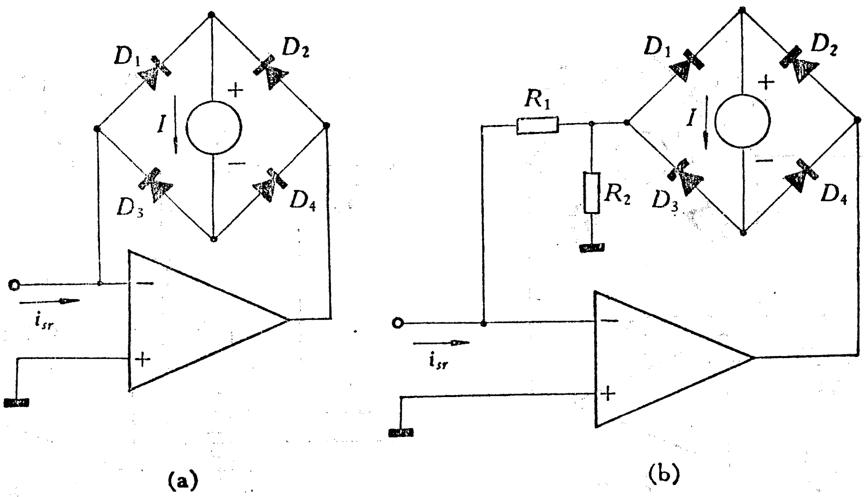


图 9-8 共地交流电流表

(a) 普通；(b) 高灵敏度．

显然，图 9-8 两个电路的表头读数由被测交流电流 i_{sr} 的全波整流平均值 $\bar{I}_{sr}$ 决定．对图(a)，有

$$I=\bar{I}_{sr} \tag{9-13}$$

对图(b)，仿图 9-4(b) 的分析方法，有

$$I=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\bar{I}_{sr} \tag{9-14}$$

如果被测电流 i_{sr} 为正弦电流，即 $i_{sr}=\sqrt{2}\,\tilde{I}_{sr}\sin\omega t$，则式(9-13)和(9-14)可进一步分别表示为

$$I=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\tilde{I}_{sr} \tag{9-15}$$

和

$$I=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\tilde{I}_{sr} \tag{9-16}$$

上述交流电流表的内阻可按直流电流表的分析方法求得．当工作频率不高时，可略去二极管的极间电容的影响，在各二极管匹配的条件下，可认为桥路中各二极管的正向电阻都等于 r_D，故图 9-8(a) 的电路内阻为

$$r_{sr}\approx\frac{1}{K_0}(R_M+2r_D+r_{sc0}) \tag{9-17}$$

图 9-8(b) 的电路内阻为

$$r_{sr} \approx \frac{1}{K_0}\left[r_{sc0} + R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)(R_M + 2r_D)\right] \tag{9-18}$$

2. 浮动交流电流表

图 9-9 是两个测量电位浮动的交流电流的电表电路，像测量浮动直流电流一样，运算放大器改由浮动电源供电，以满足被测电流的电位浮动要求. 这时，浮动电源中的电流将出现脉动成分，在一周期中，两个电源分别提供极性不同的、从电源公共端返回的被测电流.

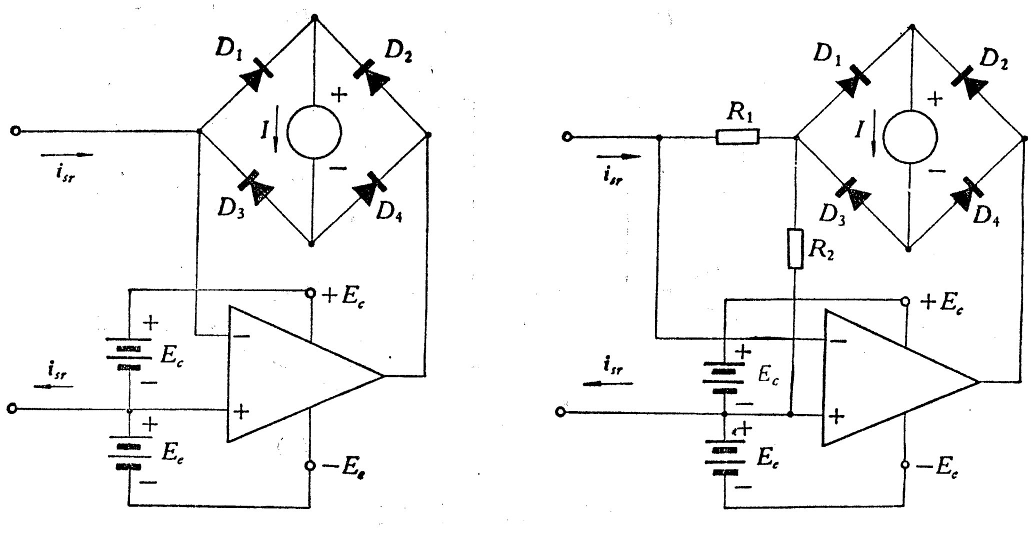


图 9-9 浮动交流电流表

(a) 普通； (b) 高灵敏度.

十分明显，关系式(9-13)，(9-15)和(9-17)同样适用于图 9-9(a) 的电路. 对于图 9-9(b)的灵敏度高的电路，其性能则由式(9-14)，(9-16)和(9-18)描述.

五、电阻表电路

把运算放大器和普通微安表的表头结合起来，可组成一只性能良好的电阻表，电路如图 9-10 所示. 在这个电路中，运算放大器改由单电源供电，被测电阻 R_X 跨接在运算放大

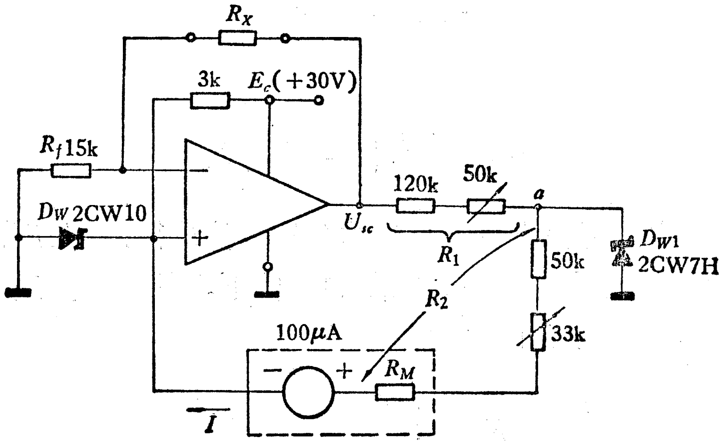


图 9-10 电阻表电路

器的反馈回路中.

在图 9-10 中,运算放大器同相端电位由稳压管 D_W 的稳定电压 E_W 所决定,因此有

$$U_- = U_+ = E_W$$

而

$$U_- = \frac{R_f}{R_f + R_X} U_{sc}$$

又流经表头的电流 I 取决于

$$I = \frac{U_{sc} - E_W}{R_1 + R_2}$$

由上列联立方程,得

$$R_X = \frac{R_f(R_1 + R_2)}{E_W} I \tag{9-19}$$

上式表明,被测电阻 R_X 与流经表头的电流 I 成正比,于是获得线性刻度,它比常规电阻表具有更高的精度. 改变电阻 R_f,可以调节电阻表的量程,在图示参数条件下,利用 100 μA 的表头,最大电阻可测到 100 kΩ,若使 $R_f = 150$ kΩ,则最大电阻可测到 1 MΩ.

这个电阻表不需要调零机构,这是因为测量端短路时,即当 $R_X = 0$ 时,电路成了电压跟随器,运算放大器的输出电压精确等于同相端电压,即 $U_{sc} = E_W$,而表头"—"端与同相端相接,故表头电流为零,实现了自动调零.

稳压管 D_{W1} 起保护电表的作用. 为了保证测量精度,在 R_X 为满量程值时,U_{sc} 不应超出放大器的线性输出范围,在图示电源条件下,当 $R_X = 100$ kΩ 时,对应的输出电压可限定在 25 V 左右,这样,线性度就有了充分保证,这时,电表达到满偏转. 另一方面,如果没有 D_{W1},当 R_X 超量程时,特别是当 $R_X = \infty$,测量端开路时,放大器输出电压将接近电源电压,使表头过载. 为此,设置 D_{W1} 实现输出箝位,当放大器输出电压超出规定值时,D_{W1} 投入工作,将 a 点箝位,防止表头过载,但在正常工作范围内,D_{W1} 未反向击穿,不影响电表的读数. 图中的 33 kΩ 电位器用来调节箝位点,使 R_X 超量程时的表头电流略高于满偏转电流,又不损害表头;50 kΩ 电位器用作满量程调节,在 $R_X = 100$ kΩ 时,表头刚好满偏转.

习　　题

题 9-1　在图 9-2 中,若表头参数 $R_M = 1$ kΩ,$I_M = 100$ μA,运算放大器参数见表 5-3,试求:

(1) 输入电阻 $r_{sr} = ?$

(2) 若量程分别为 0.1 V,1 V 和 10 V,选择 R_f 值,反馈回路电阻 R_F 如何选择才合理?

(3) 若失调部分事先已补偿掉,当温度变化 10℃,会引起多大测量误差?

题 9-2　利用图 9-3 电路测量负电压时应作何改动? 试设计一个开关,通过它完成被测电压极性的选择.

题 9-3　若表头参数 $R_M = 1$ kΩ,$I_M = 100$ μA,运算放大器参数见表 5-3,当利用图 9-6 的电路完成 1 μA,10 μA,100 μA 和 1 mA 的测量时,选哪个电路最好? 参数值应多大? 内阻多大?

题 9-4　利用上题表头参数,设计测量有效值分别为 0.1 V 和 1 V 的交流电压表.

题 9-5 利用图 9-10 的电路，选择不同的 R_f 值，并加入量程选择开关，组成量程分别为 10 kΩ，100 kΩ 和 1 MΩ 的多量程电阻表.

第二节 数字式电表

将线性和数字集成电路组合起来，能得到比模拟电表精度高得多的数字式电表. 利用第八章中介绍的压-频模-数变换器和电压-时间模-数变换器，能非常方便地组成各种数字电表. 目前，各种类型的数字电表已成为各类厂矿企业、实验室和科研单位不可缺少的精密测量仪器. 本节以双斜坡数字电表为例，对它的基本电路作一简单介绍.

一、数字式直流电压表

数字式直流电压表实际上是各种不同测量功能的数字式电表的基本组成部分，就像表头是各类模拟电表的基本组成部分一样，所以有人把它叫做数字表头. 数字表头的核心部件是模-数变换器. 为了提高数字式电表的精度和长期稳定性，像模-数变换器一样，主要有两个途径：一种是提高各组成部件的精度和稳定性，其中主要是提高输入放大器、积分器和基准电压或电流的精度和稳定性；另一种是采取自动校准原理，像图 8-32 那样，定时的将各种误差自动消除. 前者简单，但精度不如后者，后者主要用于高精度测量仪表中.

1. 双斜坡数字式直流电压表的组成

双斜坡数字式电压表的工作原理可用图 9-11 的框图来说明. 将它和图 8-35 相比可知，它几乎就是一种双电压基准的双斜坡模-数变换器. 这种方案的测量精度不难达到：

读数 0.05% ± 满度 0.05% ±1 个字

或者更高一些，位数一般可达四位或五位.

DF6 数字繁用表中的数字表头就是按图 9-11 的方案组成的，图 9-12 和图 9-13 分别是它的详细逻辑框图和工作波形. 它的显示位数为四，满码 7999，量程为 ±0.6 V，±6 V，

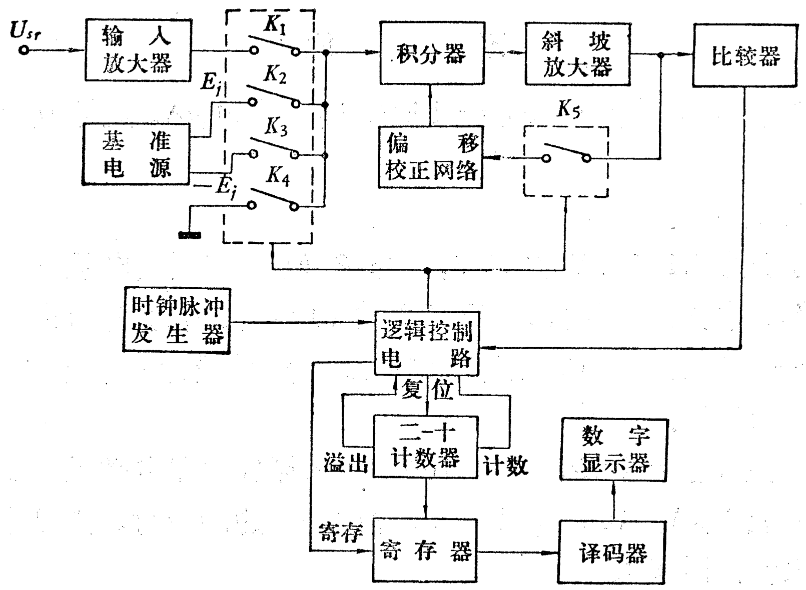


图 9-11 双电压基准的双斜坡数字式电压表组成框图

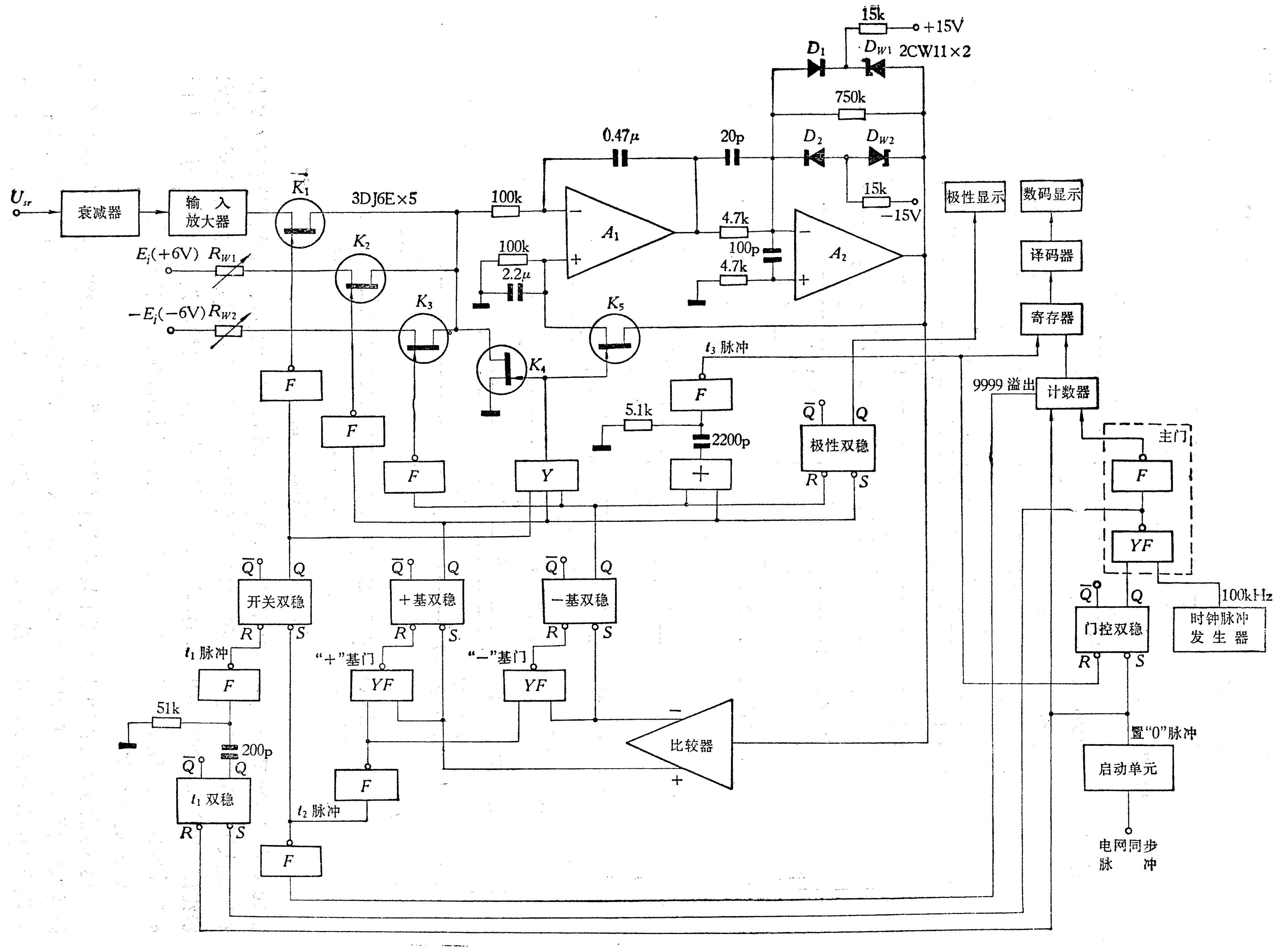


图 9-12 DF6 电压表单元逻辑框图

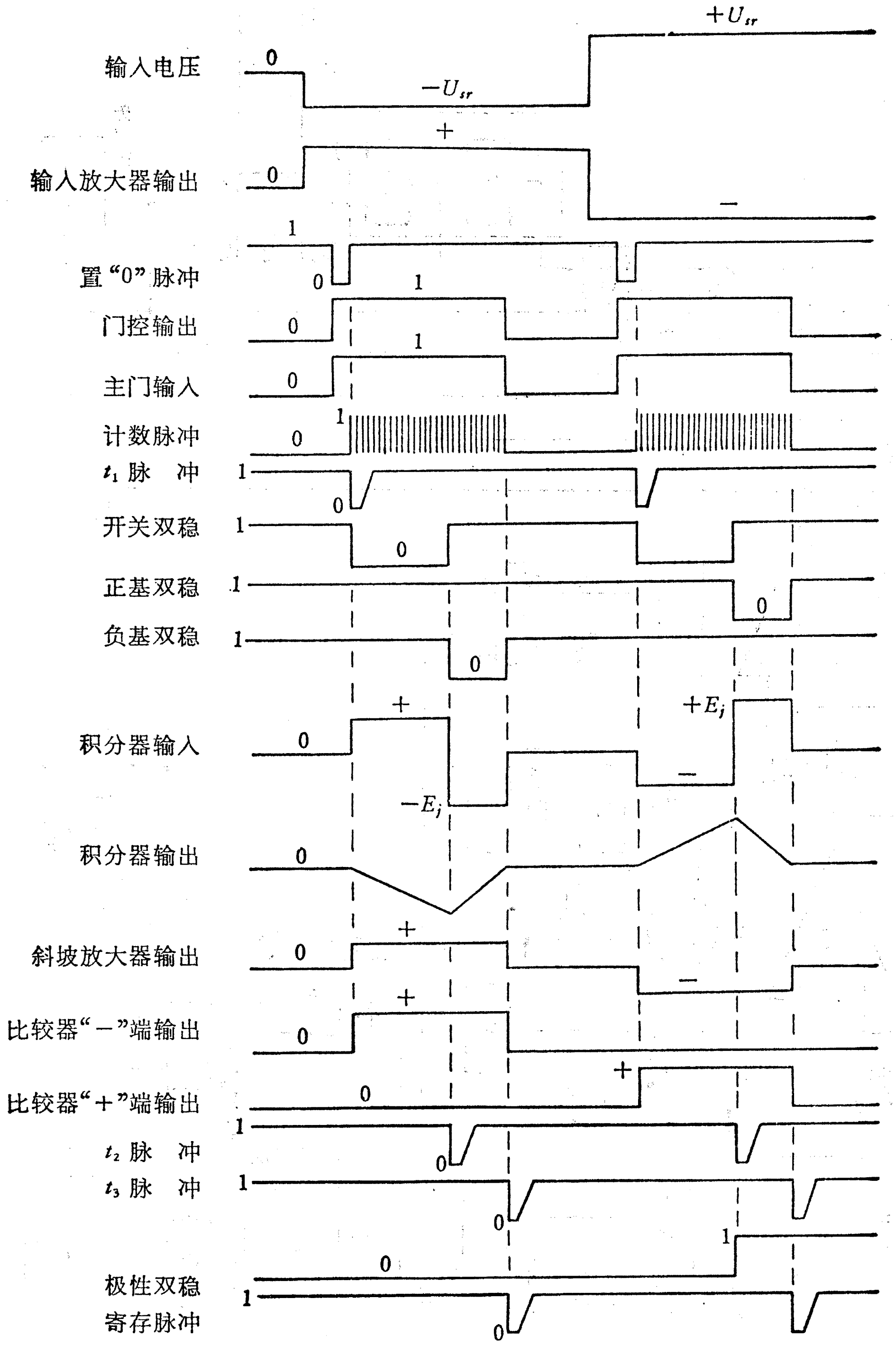


图 9-13　DF6 电压表单元波形图

±60 V 和 ±600 V，允许被测电压超量程 30%．分辨率为 100 μV．输入阻抗在 0.6 V 和 6 V 档大于 1000 MΩ，在 60 V 和 600 V 档为 10 MΩ．线性电路部分主要由集成运算放大器组成，数字电路部分采用了中规模 MOS 数字集成电路．线性电路部分的工作原理与图 8-35 相近，不再赘述．下面仅将极性为正的直流电压的测量过程作一简述：

（1）复位阶段

这时，启动单元置“0”脉冲还未发出，“开关”双稳、“+基”双稳和“−基”双稳的 Q 输出端为“1”，所以，五个场效应管模拟开关 K_1—K_5 中，仅 K_4 和 K_5 接通，其余都关断．K_4 接通将积分器输入接地，K_5 接通组成自校零回路，使积分器和斜坡放大器复位，导致比较器输出为零，“+基”门和“−基”门都封闭，“门控”双稳的 Q 输出端为“0”，结果主门封闭，计数

器不计数.

(2) 采样阶段

它以启动单元发出置"0"脉冲为起点. 这个置"0"脉冲将计数器复位,"t_1"双稳置"0","门控"双稳置"1". 于是主门打开,100 kHz 的时钟脉冲通过主门进入计数器,计数器开始计数. 进入计数器的第一个时钟脉冲同时将"t_1"双稳置"1",其正跳沿经微分反相,所得负脉冲 t_1,将"开关"双稳置"0",它接通模拟开关 K_1,将 K_4 和 K_5 关断,这时除模拟开关 K_1 接通外,其余都处于关断状态,所以,积分器开始对输入放大器的输出电压积分. 由于输入放大器有反相作用,故当被测电压为正时,积分器输出由零向正方向积分,积分器输出经斜坡放大器放大后,导致比较器"+"输出端为"1","-"端仍为"0",这样,"+"基门打开,"-"基门仍关闭. 因为计数器由四位二-十进制计数器组成,它的最大容量为 9999,所以当计数器计数到第 10000 个脉冲时,将发出一个溢出脉冲,此脉冲经反相后变成负脉冲 t_2,将"开关"双稳置"1",关断 K_1,停止积分器正向积分. 与此同时,负脉冲 t_2 再反相一次,通过已打开的"+"基门,将"+基"双稳置"0",使模拟开关 K_2 接通,积分器开始对正基准电压 E_j 积分,电路转入比较阶段. 由此可见,采样阶段起于 t_1 脉冲出现时刻,终于 t_2 脉冲出现时刻,其间相差 10000 个时钟脉冲周期,由于时钟脉冲频率为 100 kHz,故采样阶段的时间间隔 T_1 为 100 ms.

(3) 比较阶段

比较阶段以 t_2 脉冲出现时刻为起点,这时积分器开始对 $+E_j$ 积分,所以积分方向是由正值反向积分到零. 当计数器溢出后,计数器的计数为零,故从比较阶段开始,计数器又从零开始计数. 当积分器输出回到零时,比较器"+"输出端由"1"回到"0",将"+基"双稳置"1",关断 K_2,接通 K_4 和 K_5,积分器停止积分,自校零回路投入工作. 与此同时,当"+基"双稳由"0"变到"1"时,其 Q 端的正跳沿经微分反相后变成负脉冲 t_3. t_3 脉冲一方面将"门控"双稳置"0",关闭主门,使计数器停止计数,另一方面作为寄存命令,将比较阶段的计数器计数送入寄存器,再经译码器由八段荧光数码管显示. 显然,比较阶段中的计数器计数是被测电压的量度. 由于被测电压为正,当 t_2 脉冲将"+基"双稳置"0"接通 K_2 的同时,"+基"双稳 Q 输出端的负跳沿也将"极性"双稳置"1",使极性显示为正.

如果输入电压为负,其过程可按上述方法同样描述,不再重复.

近来,为了减少基准电压数目,多采用单电压基准的双斜坡模-数变换器组成数字式电压表,在图 8-39 的基础上,不难组成这种数字式电表.

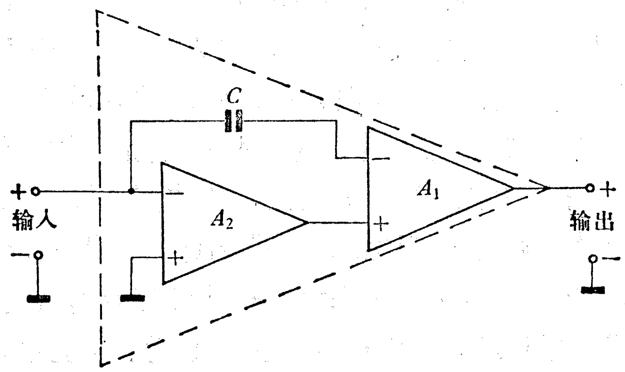
2. 输入放大器

数字表头采用输入放大器的主要原因有两个:第一,输入电阻的要求. 作为测量仪表,希望输入电阻高,例如,希望达到 1000 MΩ 以上. 如果不用输入放大器,反相积分器的输入回路电阻就是仪器的输入电阻,例如,DF6 的积分器的输入电阻仅为 100 kΩ,由于作为积分器的运算放大器总有一定的输入偏置电流,再加上高阻质量难予保证,此电阻不可能选高,就算选为 1 MΩ,离要求还差 1000 倍以上. 第二,动态范围的要求. 数字式仪表的输入电压动态范围可达 1 μV 到 10 V,像这种 10^7 倍的动态范围要求,最精密的积分器也难于满足. 如果采用输入放大器,则上述两项要求就比较容易达到,显然,这种输入放大器必须具有很高的输入阻抗和极小的零点漂移.

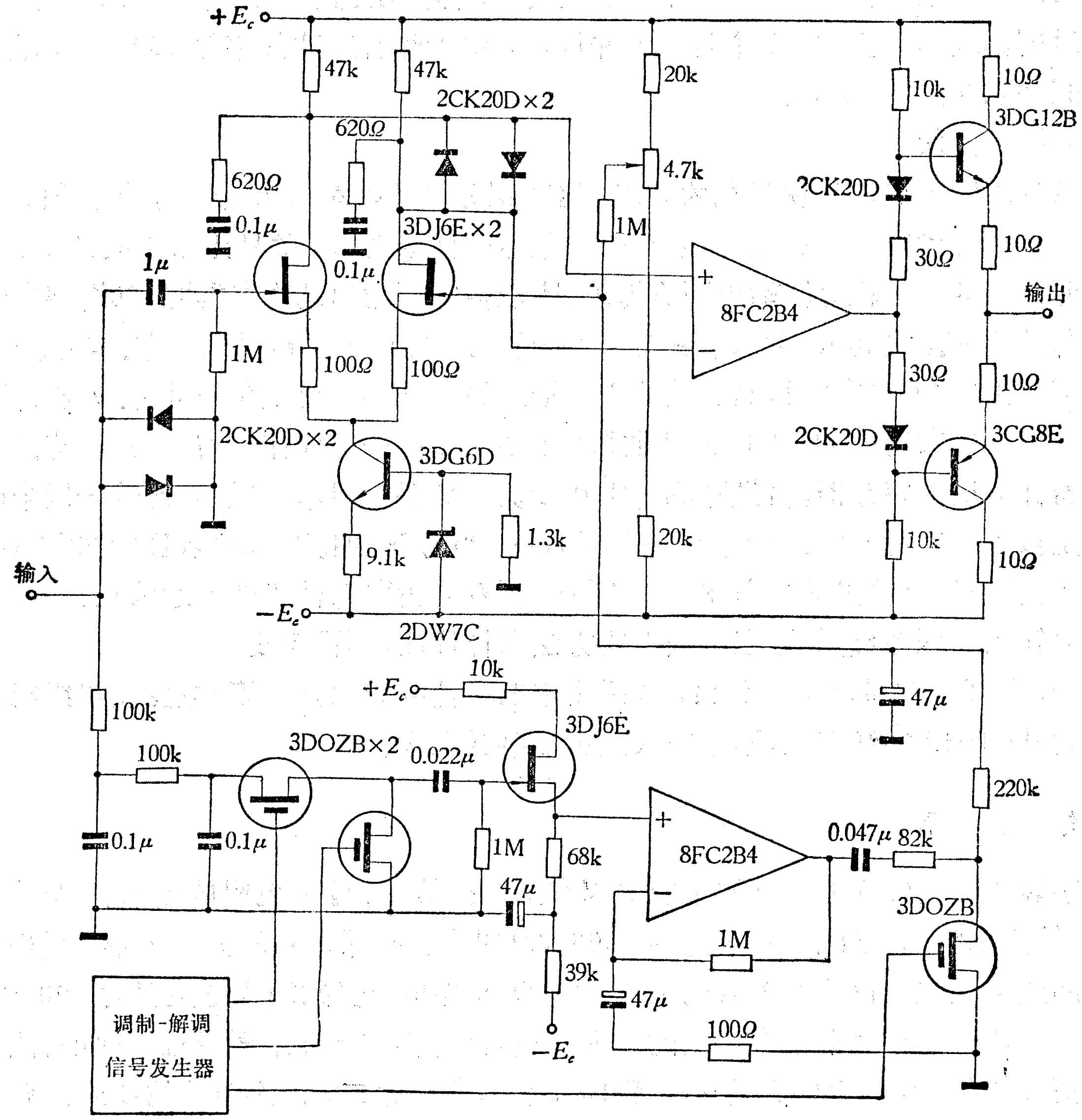
输入放大器的方案很多，常采用斩波方案和采样-保持方案，现分述如下.

（1）斩波方案

在斩波方案中，输入放大器常选用调制式双通道的自稳零运算放大器，其框图如图9-14(a)所示，图(b)是DF6仪表的具体例子. 由图可以看出，它有两个放大通道，由运算



(a)



(b)

图 9-14 调制式双通道自稳零运算放大器

(a) 框图； (b) 实例.

放大器 A_1 组成主通道，它的频带宽，它既直接放大来自输入信号中的高频分量，也放大来自辅助通道的直流信号. DF6 输入放大器的主通道放大器由集成运算放大器 8FC2 配上结型场效应管差动输入级组成. 第二个通道是辅助通道，由运算放大器 A_2 组成，它是一个直流放大器，输入信号中的直流分量经它放大后，再送到主通道进行放大，它按调制式直流放大器方案构成，故它的频带较窄，但零漂小，增益高. DF6 的辅助通道放大器也由 8FC2 组成，它的串并联斩波器和解调器由 MOS 场效应管承当. 这种双通道放大器的主要优点是输入阻抗高、零漂小、频带宽等，缺点是成本较高.

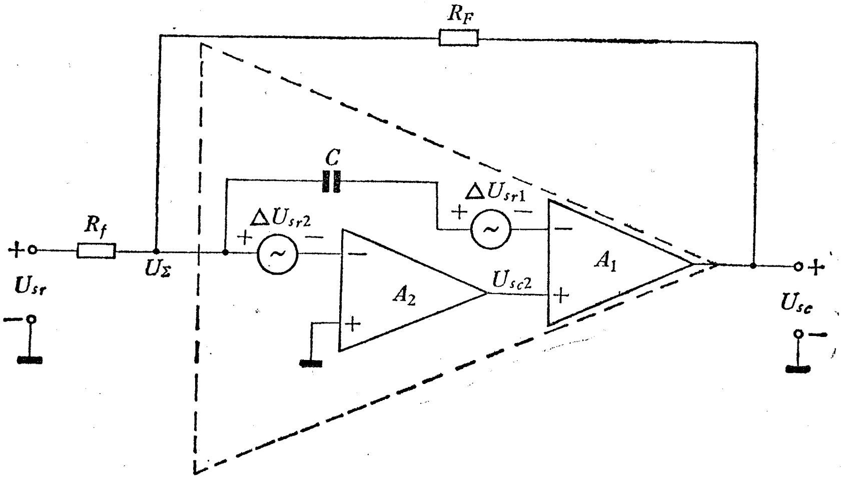


图 9-15 双通道自稳零运算放大器的零点漂移

双通道自稳零运算放大器零漂小的原因可用图 9-15 分析，图中，运算放大器接成比例运算状态. 设 K_{01} 和 K_{02} 分别为主通道 A_1 和辅助通道 A_2 的放大倍数，ΔU_{sr1} 和 ΔU_{sr2} 分别为 A_1 和 A_2 折合到自身输入端的零点漂移，则由图 9-15 不难列出

$$U_{sc2} = -K_{02}(U_\Sigma - \Delta U_{sr2})$$

$$U_{sc} = K_{01}(U_{sc2} + \Delta U_{sr1})$$

$$U_\Sigma = \frac{1}{R_f + R_F}(R_F U_{sr} + R_f U_{sc})$$

解上列方程组，得

$$U_{sc} = \frac{-\dfrac{R_F}{R_f}U_{sr} + \left(1 + \dfrac{R_F}{R_f}\right)\left(\Delta U_{sr2} + \dfrac{\Delta U_{sr1}}{K_{02}}\right)}{1 + \dfrac{1 + \dfrac{R_F}{R_f}}{K_{01}K_{02}}}$$

由于总有 $K_{01}K_{02} \gg \left(1 + \dfrac{R_F}{R_f}\right)$，上式简化为

$$U_{sc} \approx -\frac{R_F}{R_f}U_{sr} + \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right)\left(\Delta U_{sr2} + \frac{\Delta U_{sr1}}{K_{02}}\right) \tag{9-20}$$

上式右边第二项用闭环增益 R_F/R_f 除，即为折合到比例运算放大器输入端的漂移电压 ΔU_{sr}，亦即

$$\Delta U_{sr} = \left(1 + \frac{R_f}{R_F}\right)\left(\Delta U_{sr2} + \frac{\Delta U_{sr1}}{K_{02}}\right) \tag{9-21}$$

将上式和式(5-43)相比可以看出，主通道放大器 A_1 的漂移被减弱了 K_{02} 倍，而辅助通道

为调制式直流放大器，漂移 ΔU_{sr2} 很小，这样，折合到输入端的总漂移电压 ΔU_{sr} 就非常小了，它的零点几乎能自动稳定. 例如，若输入放大器折合到输入端的温漂要求小于 ± 0.05 $\mu V/℃$，在略去 ΔU_{sr2} 的条件下，应要求 $|\Delta U_{sr1}/K_{02}| < 0.05\ \mu V/℃$. 若集成运算放大器的温漂为 $\pm 50\ \mu V/℃$，则 $K_{02} > 1000$ 即可满足要求.

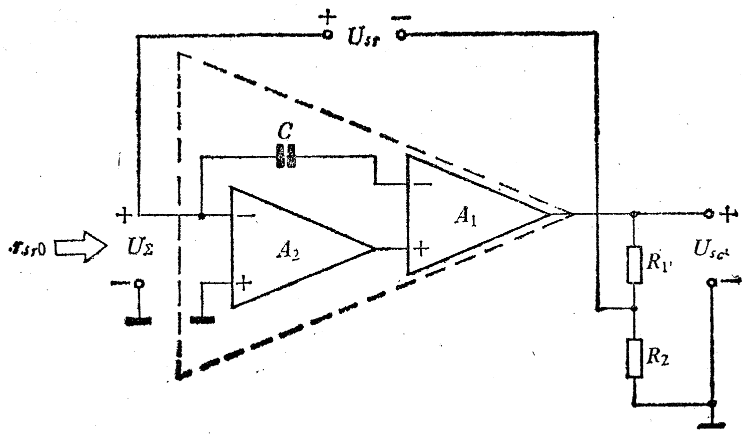


图 9-16 斩波型输入放大器原理图

为了获得高输入电阻，由双通道自稳零运算放大器组成的输入放大器常采用图 9-16 的形式，这里，被测输入电压 U_{sr} 接在输入放大器的反馈回路中，构成电压串联负反馈，有

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sc} + U_{sr} = U_\Sigma$$

$$U_{sc} = -K_0 U_\Sigma$$

由此得闭环增益

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = -\frac{K_0}{1 + K_0 F}$$

式中，K_0 为输入放大器的开环增益，$F = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ 为反馈系数，当环路增益 $K_0 F \gg 1$ 时，上式简化为

$$K_F = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = -\frac{1}{F} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \tag{9-22}$$

可见，输入放大器的闭环增益基本上与放大器的增益无关，仅取决于反馈系数，在数字式仪表中，为了切换量程方便，F 值一般取为 0.1 和 1. 在小量程时，取 $F = 0.1$，即 $K_F = -10$，在大量程时，取 $F = 1$，即 $K_F = -1$.

设输入放大器的开环输入电阻为 r_{sr0}，则由图 9-16 可知，流过它的电流 I_{sr} 为

$$I_{sr} = \frac{U_\Sigma}{r_{sr0}}$$

由于输入回路的串联关系，该电流也就是输入信号源的电流，因此，闭环输入电阻 r_{sr} 可表示为

$$r_{sr} = \frac{U_{sr}}{I_{sr}} = \frac{U_{sr}}{U_\Sigma} r_{sr0}$$

而 $U_{sr} = U_\Sigma - F U_{sc}$，$U_{sc} = -K_0 U_\Sigma$，因此有

$$U_{sr} = (1 + K_0 F) U_\Sigma$$

代入上式，最后得

$$r_{sr} = (1 + K_0F)r_{sr0}$$

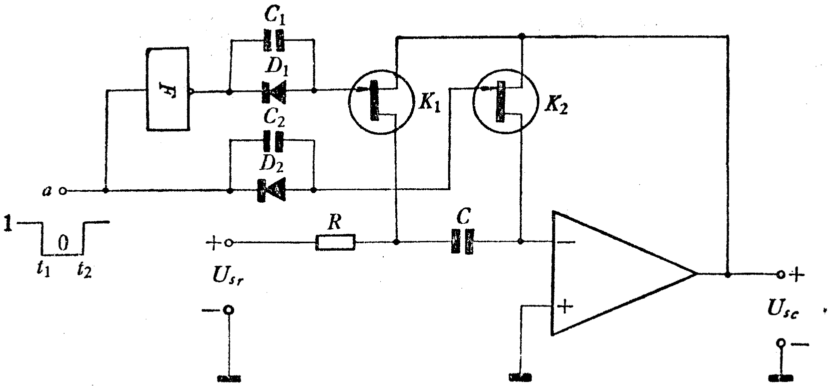
考虑到 $K_0F \gg 1$，上式简化为

$$r_{sr} \approx K_0F\, r_{sr0} \tag{9-23}$$

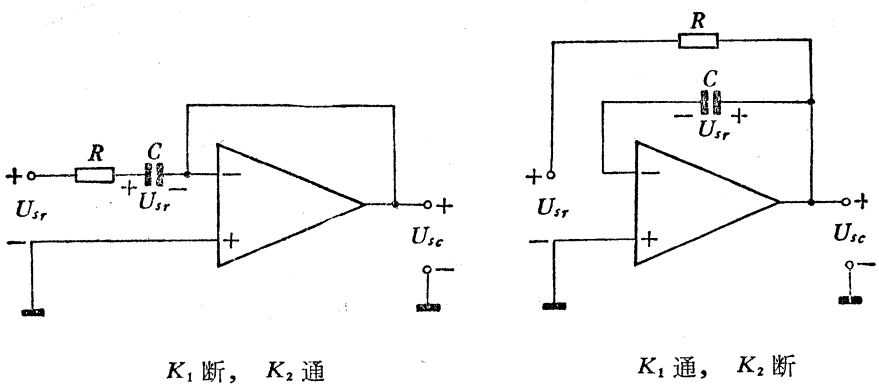
所以，输入放大器的闭环输入电阻比它的开环输入电阻约大 K_0F 倍，比较容易满足数字式仪表的要求. 例如，在一般数字式仪表中，$K_0 = 10^6$，$r_{sr0} = 30\ \text{k}\Omega$，在 $F = 0.1$ 时，输入电阻 $r_{sr} = 3000\ \text{M}\Omega$，这对大多数仪表都足够大了.

(2) 采样-保持方案

高输入电阻低零漂的输入放大器也可由采样-保持电路(见第六章第四节)组成，它减小零漂的基本设想是在仪表的比较和复位阶段中，将输入放大器的零漂寄存下来，在仪表转入采样阶段时，用寄存的零漂电压去校正被积电压，使被积电压精确等于被测电压，而与输入放大器本身的漂移几乎无关，其中的一种方案示于图 9-17 中，图 9-18 是 DSX-1 型数字繁用表的具体电路.



(a)



(b)

图 9-17 电压型采样-保持式输入放大器

(a) 电路；(b) 等效电路.

图 9-17(a) 的输入放大器是这样工作的：当数字表头处于比较和复位阶段，K_1 关断，K_2 接通，电路接成图(b)左侧形式，如果时间常数 RC 适当，则在复位阶段结束之前，电容上的电压将等于被测电压 U_{sr}. 这时，由于运算放大器接成电压跟随器，输出电压为零. 当数字表头处于采样阶段，K_1 接通，K_2 关断，电路接成图(b)右侧形式，运算放大器处于保持状态，输出电压等于电容上的电压 U_{sr}，所以积分器对被测电压积分. 因此，若仍用图 9-12 的逻辑控制电路，可将“开关”双稳的 Q 输出端接到图 9-17(a) 的 a 点，电路就能

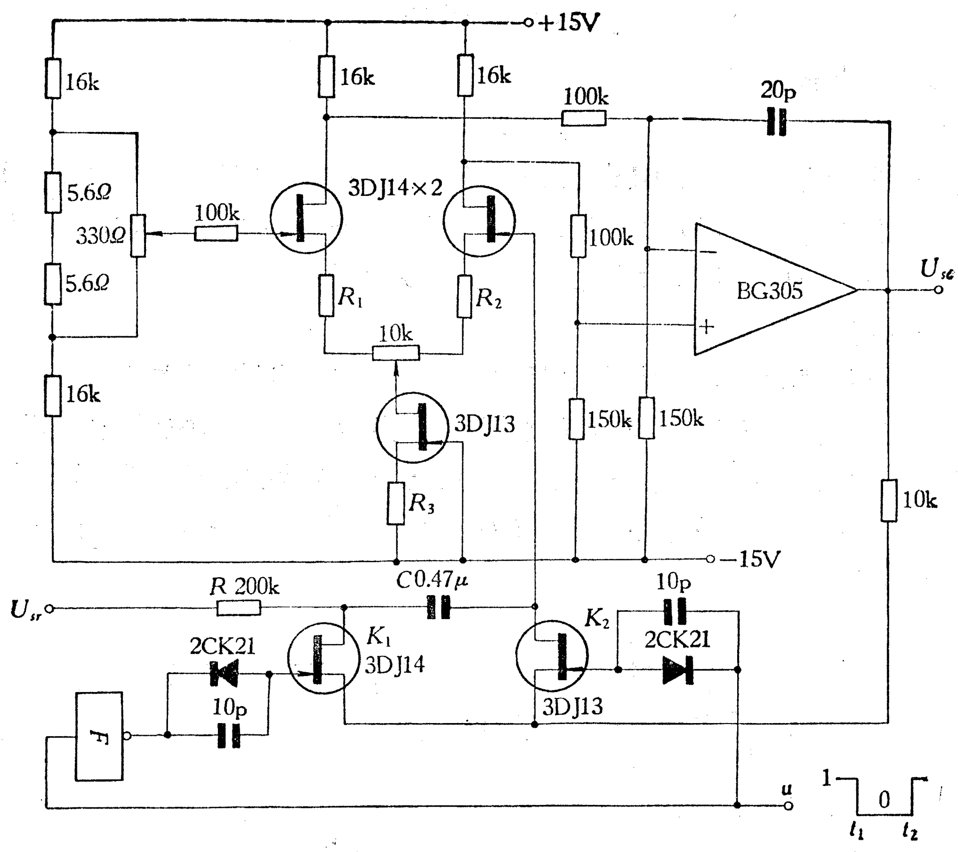


图 9-18 DSX-1 型数字繁用表的输入放大器

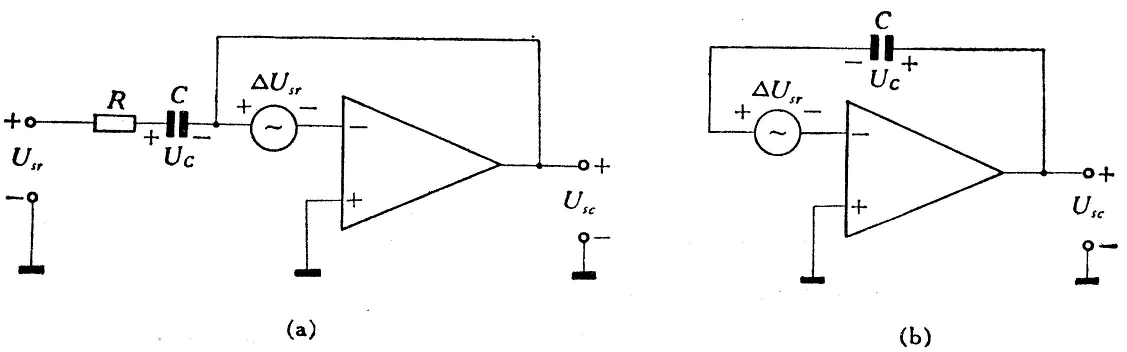


图 9-19 采样-保持式输入放大器的漂移补偿

(a) K_2 接通， K_1 关断； (b) K_1 接通， K_2 关断.

按上述原理工作了.

采样-保持式输入放大器的零漂补偿原理可用图 9-19 进行分析. 为了简化分析，考虑到漂移都是缓慢变化的，近似认为在相邻的两次采样周期中，折合到输入放大器输入端的漂移 ΔU_{sr} 在大小上和极性上都是一样的. 这样，在仪表的比较和复位期间，根据图 9-19(a) 的等效电路，在定态下，有

$$U_C = U_{sr} - U_{sc}$$

$$U_{sc} = K_0(U_+ - U_-) = -K_0 U_-$$

$$U_- = U_{sc} - \Delta U_{sr}$$

解上列方程组，得

$$U_C = U_{sr} - \frac{K_0}{1+K_0}\Delta U_{sr} \tag{9-24}$$

因为 $K_0 \gg 1$，上式简化为

$$U_C \approx U_{sr} - \Delta U_{sr} \tag{9-25}$$

也就是说，在复位阶段结束时，存储电容 C 上的电压等于被测电压与漂移电压之差，它既寄存了输入电压，也存储了漂移电压. 在仪表的采样阶段，如果电容上寄存的漂移电压与输入放大器这时的漂移电压完全抵消，漂移电压就不会对被积电压产生任何影响了. 利用图 9-19(b) 的等效电路，不难列出在仪表采样期间，输入放大器各有关量的关系

$$U_{sc} = U_C + \Delta U_{sr} + U_-$$
$$U_{sc} = K_0(U_+ - U_-)$$
$$U_+ = 0$$

这里，U_C 即为仪表复位期结束瞬间的存储电容上的电压，它由式(9-24)决定. 将上列各式与式(9-24)联立求解，最后得

$$U_{sc} = \frac{K_0}{1+K_0}\left(U_{sr} + \frac{\Delta U_{sr}}{1+K_0}\right) \tag{9-26}$$

因为 $K_0 \gg 1$，上式可简化为

$$U_{sc} \approx U_{sr} + \frac{\Delta U_{sr}}{K_0} \tag{9-27}$$

可见，输入放大器的漂移影响减弱了 K_0 倍. 例如，若输入放大器的闭环增益为一，运算放大器的 $K_0 = 10^5$，温漂为 50 μV/℃，则折合到输入放大器输入端的温漂仅为 5×10^{-4} μV/℃，充分显示出这类电路自稳零性能很好.

同样，这种电路的输入阻抗也是很高的. 由图 9-17 可求出它的输入阻抗. 在仪表的比较和复位期间，由于 $U_- \approx U_+ = 0$，所以由图 9-17(b) 左侧的电路，可知输入阻抗 Z_{sr} 为

$$Z_{sr} = R + \frac{1}{j\omega C} \tag{9-28}$$

对直流或近似直流量而言，输入阻抗是相当高的. 在仪表的采样期间，如果被测电压 U_{sr} 与相邻的复位期相同，则由图 9-17(b) 右侧的电路，可得流过信号源的电流 I_{sr} 为

$$I_{sr} = \frac{U_{sr} - U_{sc}}{R}$$

由式(9-26)，略去漂移项，得

$$U_{sc} \approx \frac{K_0}{1+K_0} U_{sr}$$

将上两式合并，可得本仪表采样期间，输入放大器的闭环输入电阻 r_{sr} 为

$$r_{sr} = \frac{U_{sr}}{I_{sr}} = (1+K_0)R$$

由于 $K_0 \gg 1$，上式近似为

$$r_{sr} \approx K_0 R \tag{9-29}$$

例如，若 $R = 200$ kΩ，$K_0 = 10^5$，则 $r_{sr} = 20000$ MΩ，可见相当高. 实际上，由于场效应管模拟开关的漏电影响，输入电阻值将降低，但仍在 1000 MΩ 以上.

必须指出，在采样-保持方案中，在仪表的采样阶段，被积电压是仪表从复位转采样瞬间 t_1 时的输入电压 U_{sr}. 若被测电压 U_{sr} 中含有串模干扰电压 $U_m \sin(\omega t+\varphi)$，而在 t_1 时刻，串模干扰电压不为零，则在存储电容 C 上将寄存该时刻的串模干扰电压，成为被积电压的一部分，因此引入测量误差. 故在实际应用中，应采取同步措施，使 t_1 时刻刚好是串模干扰电压的过零时刻. 如果图 9-12 的输入放大器采用图 9-18 的电路，则应使启动单元的置"0"脉冲与电网频率同步，从而保证与电网频率有关的串模干扰电压同步过零. 图 9-18 电路中的 330 Ω 电位器用作仪表调零，R_1, R_2 和 R_3 的选择应使场效应管输入级具有零温度系数.

在采用电流基准的数字式电压表中，输入放大器也可采用采样-保持方案，电路如图 9-20(a) 所示[1]，它实质上是一个采样-保持式电压-电流变换器，在仪表的比较和复位阶段，输入放大器将被测电压寄存在存储电容器 C 上，在仪表的采样阶段，输入放大器将此寄存电压变换为输出电流，送到积分器进行积分. 在本例中，不论被测电压极性如何，都变换成单方向的输出电流，所以仅需要一个电流基准，且能简化积分器. 至于输入电压的极性，可由开关管 T_8 提供指示，当被测电压为正，T_8 导通；当被测电压为负，T_8 截止. 由于采用采样-保持方式，所以电路的输入阻抗和零点漂移都有较高的指标.

现将图 9-20 电路的工作原理简述如下：在仪表的比较和复位阶段，模拟开关 T_1 和 T_2 都关断，电路可简化为图(b)左侧的电路形式，它与图 5-58(a) 完全相似，是一个具有相位补偿的微分运算放大器，当动态过程结束后，存储电容器 C 上的电压等于被测电压，即 $U_C = U_{sr}$，这时，运算放大器的输出电压刚足以维持负反馈性质，其数量还不到一个二极管的正向导通压降，所以 T_3—T_6 都处于截止状态. 因为运算放大器 A_2 同相端与复合管 T_5-T_6 的集电极相联，在 T_5-T_6 都截止的情况下，运算放大器 A_2 的输出仅能处于负向饱和状态，所以 T_7 也截止. 这样，在仪表的比较和复位阶段，输入放大器的输出电流为零.

在仪表的采样阶段，模拟开关 T_1 和 T_2 都接通，电路简化为图(b)右侧的电路形式. T_2 接通使反并联二极管 D_1 和 D_2 的一个公共端电位近于零，另一公共端通过电阻 R_{F1} 与 A_1 反相端相联，它也几乎为零电位，所以，由电阻 R_{F1}, R_{F2} 和反并联二极管 D_1, D_2 组成的反馈回路断开，电路仅能通过存储电容 C 维持负反馈性质. 电路的保持特性使变换电阻 R 上的压降等于电容 C 上的电压，即等于输入电压 U_{sr}，故变换电阻 R 中的电流正比于被测电压 U_{sr}. 这个电流流经复合管 T_3-T_4，还是复合管 T_5-T_6，则由被测电压的极性决定. 当被测电压为正，复合管 T_3-T_4 导通，复合管 T_5-T_6 以及由它们决定的 T_7 都截止，输出电流按图示方向输出，其值等于 U_{sr}/R. 当被测电压为负，复合管 T_3-T_4 截止，T_5-T_6 导通，变换电阻 R 中的电流经 T_5-T_6 流过与它们的集电极相联的电阻 R_1，在运算放大器 A_2 的同相端建立一个比从前高的电位，这样，运算放大器 A_2 输出变正，使 T_7 导通，于是输出电流经 T_7 流入，保持了单一的方向. T_7 的导通使运算放大器 A_2 处于电压跟随器状态，故分别与同相端和反相端相联的两只 R_1 电阻将流过相等的电流，这就意味着，这个负极性的被测电压所决定的输出电流值仍由变换电阻中的电流决定. 根据上述分析，在仪表的采样阶段，这个输入放大器的被测电压 U_{sr} 和输出电流 I_{sc} 之间的关系可表述为

$$I_{sc} = \frac{1}{R}\,|U_{sr}| \tag{9-30}$$

图 9-18 电路的零点漂移和输入阻抗的分析计算，可按电压型采样-保持式输入放大

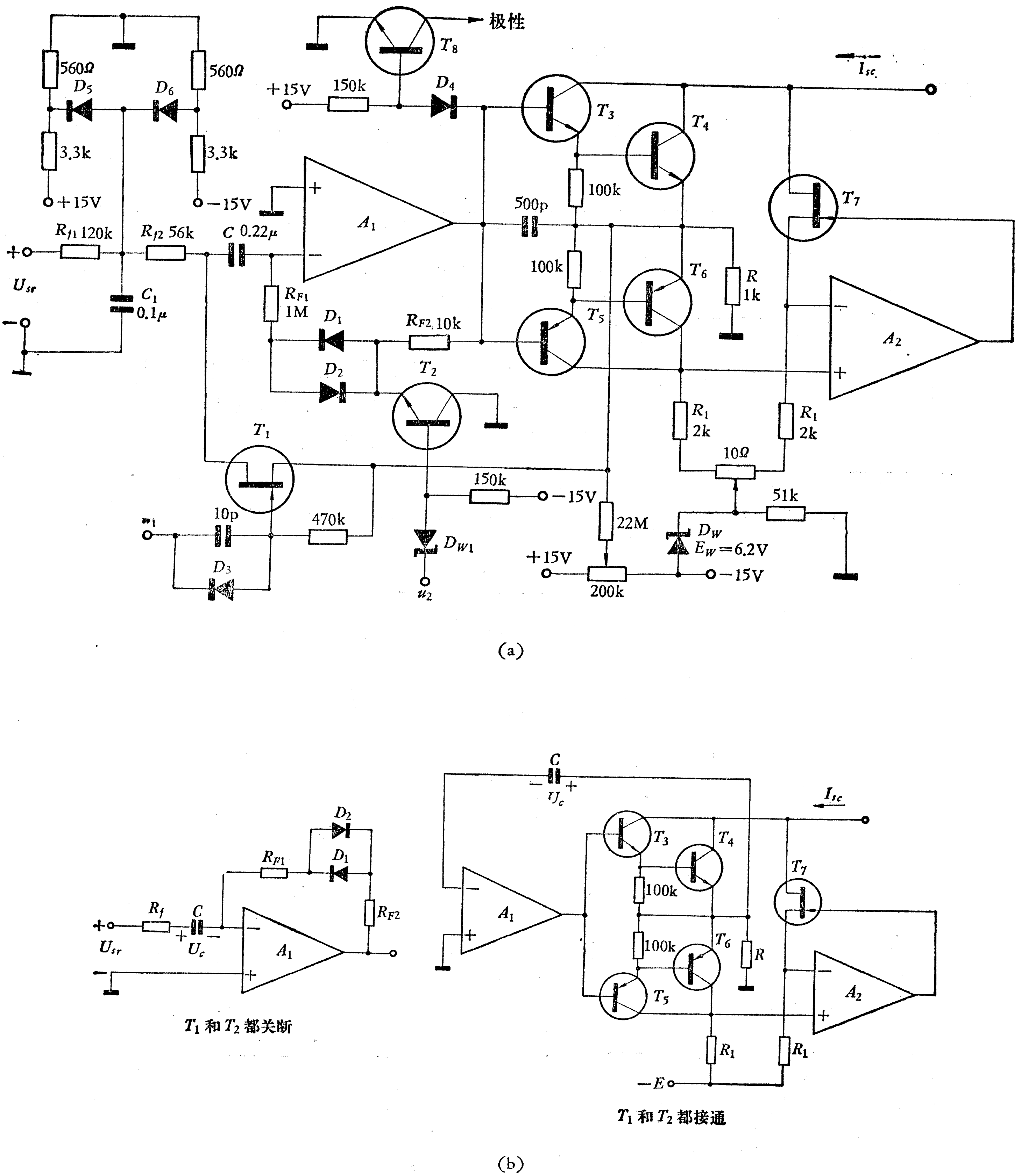


图 9-20 电流型采样-保持式输入放大器

(a) 电路； (b) 等效电路。

器的分析方法进行，同样可得到类似式(9-27)，(9-28)和(9-29)的关系式。

3. 基准

(1) 基准电压源

对于精度要求不高的数字式仪表，可直接用高精度的硅稳压管作基准电压源，例如，利用 2DW7C，经过适当筛选和温度补偿措施，温度系数可小于 10 ppm/℃，适用于精度为 ±0.1% 的一般仪表. 简单硅稳压管的稳压电路如图 9-21 所示，稳压管稳定电压的变化可表示为

$$\Delta E_W = \frac{r_W}{R + r_W}\Delta E - \frac{R r_W}{R + r_W}\Delta I_{fz} + a_T E_W \Delta T \qquad (9-31)$$

式中，R 为限流电阻，r_W，a_T 和 E_W 分别为稳压管的动态电阻、温度系数和稳定电压，ΔE，ΔI_{fz} 和 ΔT 分别为电源电压、负载电流和环境温度的变化.

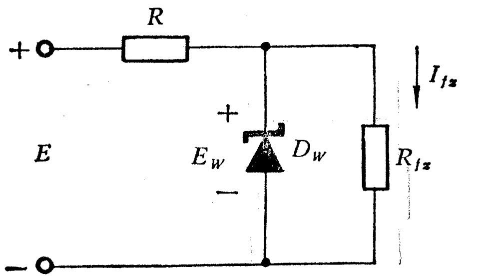
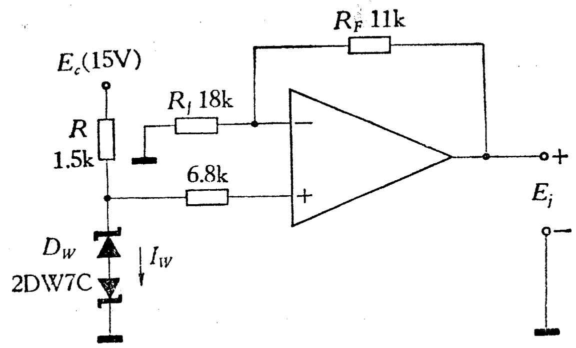
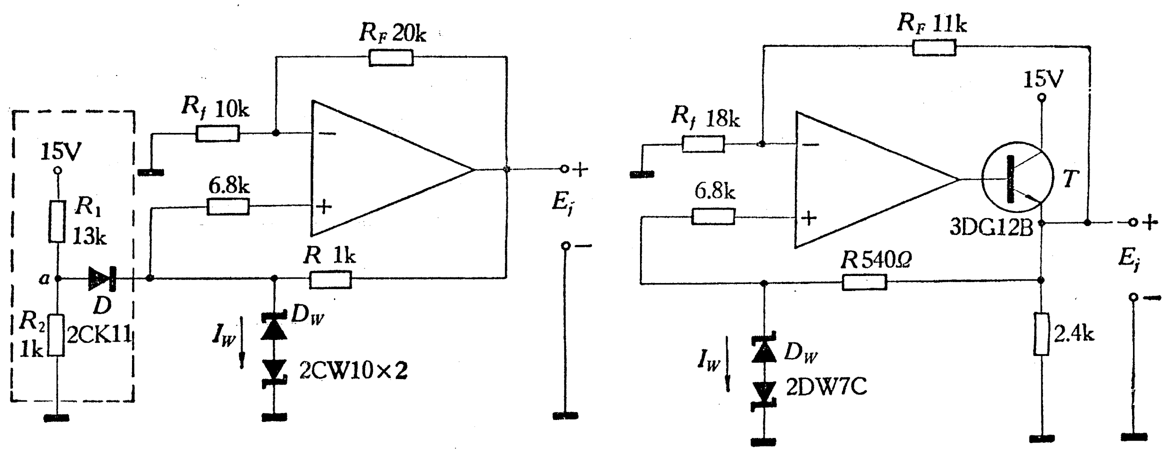


图 9-21 硅稳压管稳压电路

式(9-31)中的硅稳压管的温度系数与管子的工作电流有关，因此，减小负载电流和电源电压的变化，不仅能直接减小式(9-31)右边前两项的影响，而且由于管子工作电流变化相应减小，温度系数变化一项也将随之减弱. 利用运算放大器技术，很容易为稳压管



(a)



(b)

图 9-22 同相型基准电压源

(a) 外电源提供工作电流；(b) 运算放大器提供工作电流.

提供稳定电源电压和固定负载电流的工作条件．所以，在高精度的数字仪表中，几乎毫无例外地采用由运算放大器组成的基准源．最简单的两种基准电压源分别示于图 9-22 中，图(a)能强烈抑制负载电流变化的影响，但对电源电压变化的抑制能力较差，图(b)能抑制电源电压变化的影响，但对负载电流变化的抑制能力不如图(a)．然而，在数字式仪表中，基准电源的负载电流常常是恒定的，或者变化不大的，故大都采用图(b)的结构．

对于图 9-22 的两个电路，若稳压管的稳定电压为 E_W，则输出基准电压 E_j 的表达式相同，都为

$$E_j = \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) E_W \tag{9-32}$$

但两个电路对电源电压和负载电流变化的反映，则有差异．在图 (a) 的电路中，若运算放大器的开环输出电阻和开环增益分别为 r_{sc0} 和 K_0，则闭环输出电阻可表示成

$$r_{sc} = \frac{r_{sc0}}{1 + K_0 F} \tag{9-33}$$

式中，$F = R_f/(R_f + R_F)$ 为反馈系数．这样，基准输出电压 E_j 的变化量，可表示成

$$\Delta E_j = \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) \frac{r_W}{R + r_W} \Delta E - r_{sc}\Delta I_{fz} + \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) a_T E_W \Delta T \tag{9-34}$$

和简单的稳压管电路[式 (9-31)]相比，由于 $\frac{R r_W}{R + r_W}$ 的数量级约为 10 Ω，而 r_{sc} 的数量级在 10^{-4} Ω，因此，负载电流的影响被强烈削弱，但电源电压变化的影响基本如前．

对图 9-22(b) 的电路而言，电源电压 E 不再直接为 D_W 提供工作电流，工作电流改由基准输出电压 E_j 提供，电源电压的变化要通过运算放大的输出电压 E_j，才能影响稳压管的工作．若运算放大器的电源电压灵敏度为 SUR，则电源电压变化在输入端引入的失调偏差为 SURΔE，由式(5-68)可知，它引起 E_j 的变化量为

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) \mathrm{SUR}\Delta E$$

这个电路的输出电阻仍具有式(9-33)的形式，但 F 值为

$$F = \frac{R_f}{R_f + R_F} + \frac{r_W}{R + r_W}$$

可见，E_j 的变化量可表示成

$$\Delta E_j = \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) \mathrm{SUR}\Delta E - r_{sc}\Delta I_{fz} + \left(1 + \frac{R_F}{R_f}\right) a_T E_W \Delta T \tag{9-35}$$

运算放大器的 SUR 值一般约为 10^{-4} V/V，它比 $r_W/(R + r_W)$ 约低两个数量级，所以，就抑制电源电压变化的影响来说，图 9-22(b) 的电路结构比图(a)好得多．如果选 $R \gg r_W$，例如使 R 在 1 kΩ 以上，则两个电路的输出电阻也相近，故对负载电流变化的抑制能力也相近了．

以上分析说明，通过运算放大器可以把电源电压和负载电流变化对基准电压的影响大大削弱，使进一步降低基准电压的温度漂移的关键变成正确选择管子的工作电流．例如，稳定电压为 6.2 V 的 2DW7 型的稳压管，当它的工作电流约为 7 mA 时，温度系数差不多为零，因此电路应尽可能保证它在这个电流下工作．从这个观点来看，图(b)电路也比图(a)强，这是因为图(a)电路的工作电流为

$$I_W = \frac{1}{R}(E_c - E_W) \tag{9-36}$$

它与电源电压有关．但对图(b)电路，因为

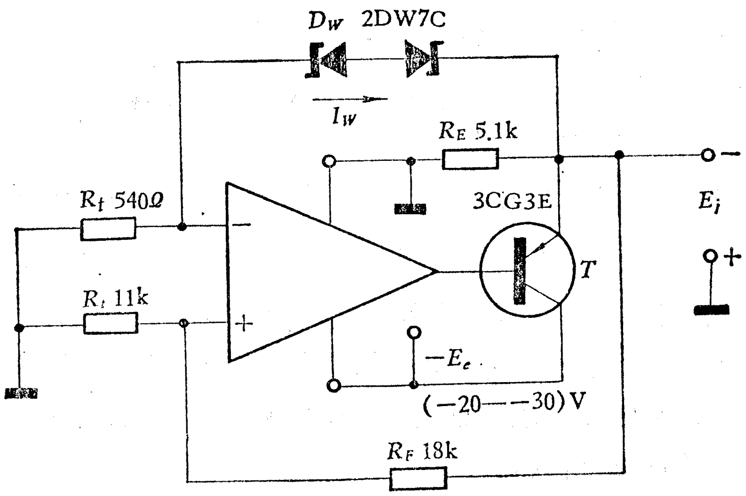
$$I_W = \frac{1}{R}(E_j - E_W)$$

将式(9-32)代入上式，得

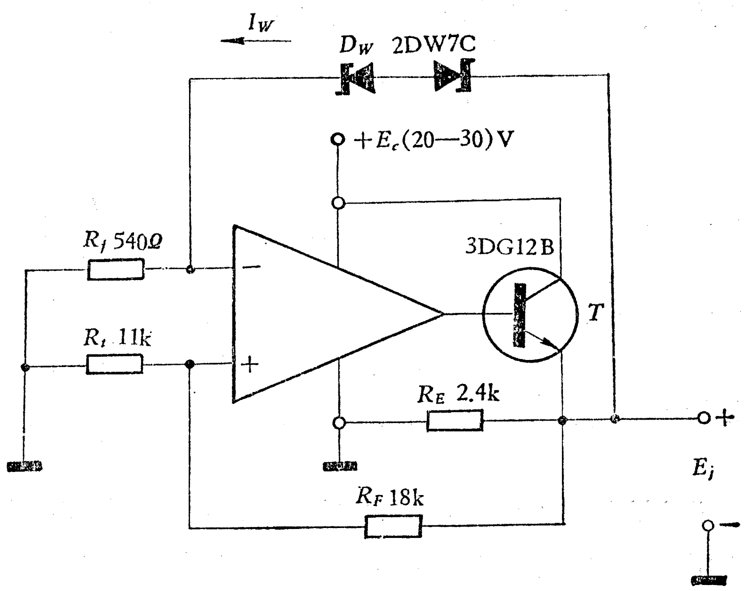
$$I_W = \frac{R_F}{RR_f} E_W \tag{9-37}$$

它与电源电压无关，仅取决于稳压管本身的稳定电压，当电阻选配好后，即使电源有变化也能保证所需的工作电流．所以图(b)电路的温度系数不难达到 1 ppm/℃ 以下．当运算放大器的额定输出电流不足以提供 I_W 时，需附加电流扩展电路．

当图 9-22(b) 的运算放大器由双电源供电时，基准电压的极性可正可负，为了保证基准电压极性正确，应加极性启动电路，图中虚框里的电路是其形式之一，分压电阻 R_1 和 R_2



(a)



(b)

图 9-23 单电源供电的基准电压源

(a) 负基准；(b) 正基准．

使 a 点电位比 E_W 低，只要 D_W 的电压极性不正确，D 正向偏置，强迫输出电压极性变正，一旦达到要求，D 反向偏置，极性启动电路自动退出，不再与基准电压源发生直接联系.

若运算放大器采用单电源供电，极性启动电路可省去，因为在单电源供电条件下，输出端只能出现一种极性的电压，电路总能正常运行，电路如图 9-23 所示，它将稳压管置于负反馈回路中，为了扩大输出电流，加了一级射极跟随器，这为 D_W 提供零温度系数的工作电流创造了条件.

由图 9-23(a) 电路可得

$$U_+ = \frac{-R_t}{R_F + R_t} E_j$$

$$U_- = E_W - E_j$$

由于 $U_+ = U_-$，所以有

$$E_j = \left(1 + \frac{R_t}{R_F}\right) E_W \tag{9-38}$$

而流经稳压管的工作电流 I_W 为

$$I_W = \frac{-U_-}{R_f} = \frac{1}{R_f}(E_j - E_W)$$

将式(9-38)代入，得

$$I_W = \frac{R_t}{R_f R_F} E_W \tag{9-39}$$

可见，稳压管的工作电流也只与本身的稳定电压有关.

由于稳压管 D_W 的工作电流仍由放大器提供，所以这个电路能达到的性能指标与图 9-22(b) 相近. 若要得到正基准电压，可用 NPN 管代替图(a)中的 PNP 管，并把运算放大器的正电源端接正电源，负电源端接地即可，电路如图 9-23(b) 所示.

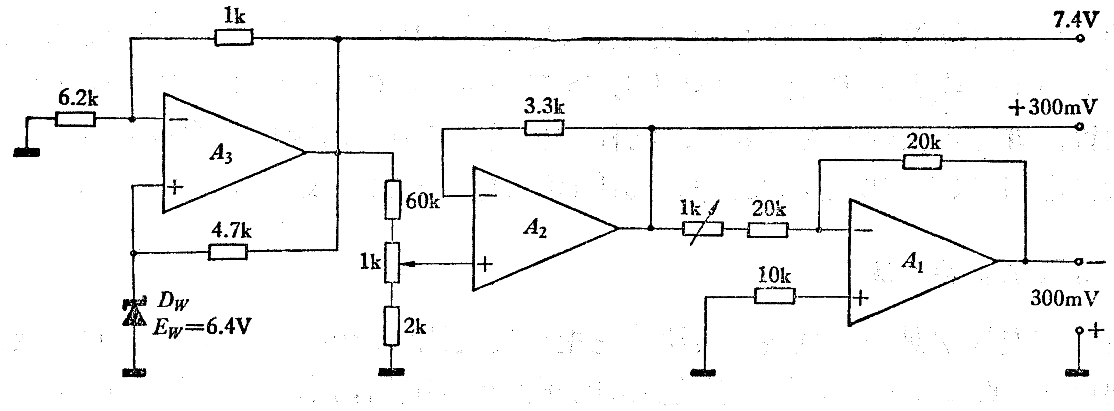


图 9-24 单稳压管的多基准电压源

在采用双基准电压的数字繁用表中，除了双斜坡模-数变换器需要两个正负基准电压外，电阻测量电路也需要一个基准电压，一共要求有三个基准电压. 这三个基准电压如按图 9-22 或图 9-23 分别组成，就需要三个稳压管. 为了减小稳压管的筛选工作量，可由一个基准稳压管组成三个基准电压的电路，图 9-24 是其形式之一. 通常用运算放大器 A_3 提供电阻测量所需的电压基准，其余两个运算放大器提供模-数变换器所需的正负电压基准. 为了保证稳压精度，除了精选 D_W 并设置适当的工作电流外，必要时可对 D_W 管采取恒温措施.

(2) 基准电流源

有了基准电压以后，利用运算放大器的电压-电流变换技术，能方便地组成各种形式的基准电流源，以满足采用电流基准的数字式仪表的需要．关于电压-电流变换器的基本电路形态，已在第八章图 8-21、图 8-22、图 8-26 和图 8-29 中介绍过，这些电路中的基准电流精度主要由稳压管的质量决定．为了提高基准电流的稳定性，可用上述电压基准代替稳压管．

二、数字式交流电压表

在数字式直流电压表的基础上，能方便地组成其他电量的数字式测量仪表．在数字表头前，加一级交流电压-直流电压变换器，就成了数字式交流电压表．所以我们在这里只讨论交流-直流变换电路．这种变换电路有两种类型，一种是平均值变换，另一种是有效值变换．前者简单，但用途较窄，只适用于测量特定波形的电压，后者复杂，但用途较广．

1. 平均值变换方法

在平均值变换器中，被测交流电压被变换成与其平均值成正比的直流电压，然后，根据被测电压波形的种类，乘以一定的比例系数，就能按有效值显示被测结果．对于正弦交流电压，当采用全波整流时，它的有效值与平均值之比为$\dfrac{\pi}{2\sqrt{2}}=1.1107$；对于方波，这个比值为 1．波形不同，比例系数也不同．所以在平均值变换器中，只能对一种波形进行直读显示，适用范围较窄，但由于电路简单，在数字式交流电压表中，仍得到十分广泛的应用．

利用第六章第二节中介绍的平均值电路，适当改动其中个别元件的数值，就组成了有效值电路．式(6-64)说明了半波整流平均值电路改成有效值电路的条件．实际应用中，只改动一只电阻就够了．以图 6-24 为例，若把 R_f 由 25 kΩ 改为 11.25 kΩ，即减小到原来值的$\sqrt{2}/\pi$ 倍，或者把 R_F 由 25 kΩ 改为 55.535 kΩ，即增大到原来值的 $\pi/\sqrt{2}$ 倍，则该电路的输出就是正弦输入的有效值．同样，由式(6-65)可知，要把全波整流平均值电路改为有效值电路，只需使低通滤波器的直流闭环增益的值由 1 改为 1.1107 即可．

2. 有效值变换方法

有效值变换法是一种直接变换法，它把被测交流电压的有效值按比例直接变换为直流输出电压，直接显示有效值，不受被测电压波形的限制，所以适用范围较广，但电路复杂．有效值变换器可用两种方法组成．一种叫热量法，它让被测交流电压通过热耗散电阻变成热能，然后用热电偶或半导体 PN 结等热敏元件测量这个热能．另一种叫计算法，它按数学关系式组成电路，以便计算出有效值．目前，这两种有效值变换器在数字式电表中还很少采用，故这里仅就计算法作一些原理性介绍，供进行有效值测量时参考．

根据有效值的定义，任意波形的电压有效值可表为

$$U=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt}=\sqrt{\overline{u^2(t)}} \tag{9-40}$$

式(9-40)就是各种计算法的基础．

(1) 显函数法

据式(9-40),可用显函数方法组成有效值变换器,如图 9-25 所示,它由平方器 M_1、滤波器 R_1C_1 以及开方器 A 和 M_2 组成.

在图 9-25 中,被测电压 $u_{sr}(t)$ 先经乘法器 M_1 组成的平方器进行平方运算,所以平方器 M_1 的输出信号为 $0.1\,u_{sr}^2(t)$, 0.1 为乘法器的传递系数.这个脉动电压经 R_1C_1 组成的单极点滤波器滤波,变成被测电压平方的平均值 $\overline{0.1\,u_{sr}^2}$.最后由运算放大器 A 和乘法器 M_2 组成的开方器对这个平均值进行开方运算,就得到了被测电压的有效值 $\sqrt{\overline{u_{sr}^2(t)}}$,图中的 R 和 C 用来补偿反馈放大器的相移.

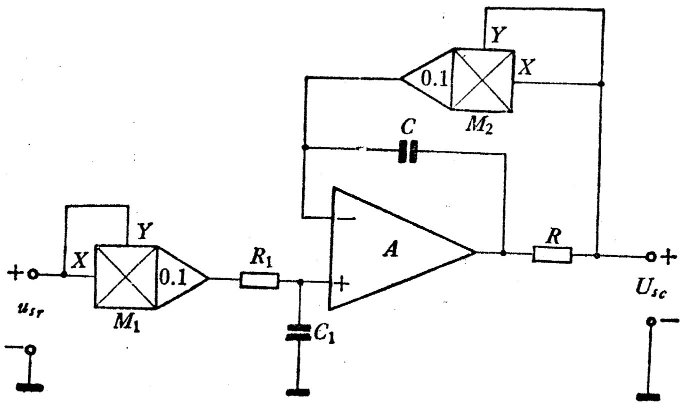


图 9-25 按显函数组成的有效值变换器

开方器的工作原理很简单.因为平方器 M_2 位于运算放大器 A 的反馈回路中,而 A 工作在同相状态,按 $U_+ = U_-$ 的原则,考虑到 $U_+ = \overline{0.1u_{sr}^2(t)}$,所以有

$$0.1U_{sc}^2 = \overline{0.1u_{sr}^2(t)}$$

由此得

$$U_{sc} = \sqrt{\overline{u_{sr}^2(t)}} \tag{9-41}$$

可见,输出电压是交流输入电压的有效值.由上述推导过程可以看出,当乘法器 M_1 和 M_2 的传递系数不等时,或者滤波电路的时间常数选择不当时,都将影响测量精度,这种方案的精度一般可达 ±0.1%.

这个电路的主要缺点是动态范围较窄,这是因为平方器输出电压的平均值随着被测电压幅值的减小而很快下降,放大器和乘法器的失调和漂移影响所占比重将因此加大.例如,若被测正弦电压的峰值为 1 V,则加到放大器 A 同相端的电压为 $U_+ = \overline{0.1u_{sr}^2(t)} = 0.1 \times \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 = 50\text{ mV}$,有效值变换器的输出电压为 $U_{sc} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7073\text{ V}$. 如果平方器、滤波器和开方器在运算放大器 A 的同相端引起的总偏差电压为 ±15 mV,则输出电压将在 $\sqrt{0.35}$—$\sqrt{0.65}$ 或 0.592—0.806 V 之间取值,误差达 −16%—+14%,相当可观.虽然失调可以在测量前补偿,但漂移照样限制了动态范围. 为了使误差低于满量程的 ±0.1%,对于 10 V 量程,失调应小于 ±10 mV,但当被测电压低到 500 mV 有效值时,则要求在整个工作温度范围内,失调漂移不得高于 ±25μV.

(2) 隐函数法

为了扩大图 9-25 电路的动态范围,可根据被测量的大小改变乘法器 M_1 和 M_2 的传递系数,不过,若传递系数跟踪输入电压的性能不善,可能引入更大的误差.扩大动态范围的常规方法是按隐函数来组成有效值变换器,电路如图 9-26 所示,它包括由 A_1 和 A_2 组成的绝对值电路,乘-除器 M,滤波器 R_1C_1 和电压跟随器 A_3.

在图 9-26 中,被测电压 $u_{sr}(t)$ 先经绝对值电路 A_1 和 A_2 进行绝对值运算,其输出电压为 $|u_{sr}(t)|$,然后,作为两个相乘因子送入乘-除运算放大器 M,它们的乘积作为被除数,

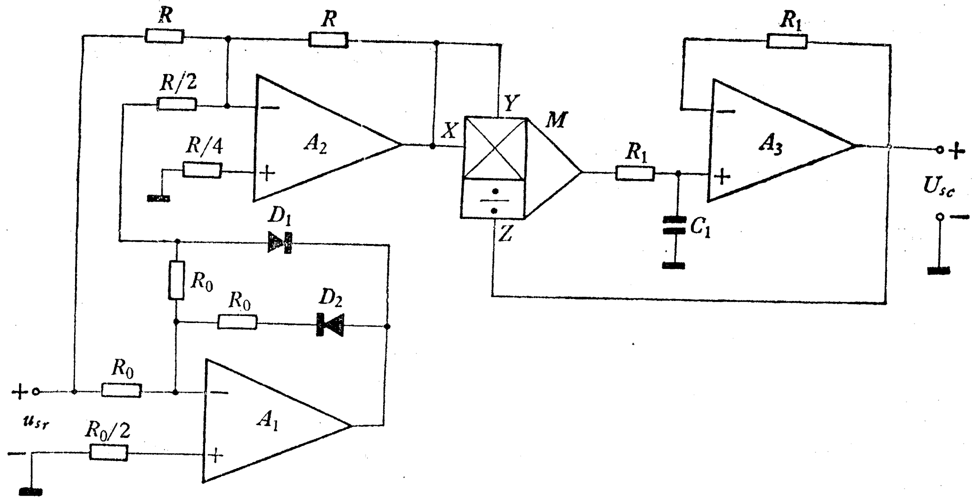


图 9-26　按隐函数组成的有效值变换器

M的除数取自输出电压 U_{sc}，正如第五章第七节所述，这类乘-除运算放大器的传递系数可以选为一，故乘-除运算放大器的输出电压为 $u_{sr}^2(t)/U_{sc}$，只要输出电压 U_{sc} 与被测电压最大值相接近，则M的输出电压差不多按 1:1 的比例随被测量的幅值而变化，不会带来动态范围的限制. 量 $u_{sr}^2(t)/U_{sc}$ 经 R_1C_1 滤波为 $\overline{u_{sr}^2(t)}/U_{sc}$，再经电压跟随器 A_3 缓冲后作为输出电压 U_{sc}. 可见

$$U_{sc}=\overline{u_{sr}^2(t)}/U_{sc}$$

即

$$U_{sc}=\sqrt{\overline{u_{sr}^2(t)}}$$

这正是我们所要求的结果. 这个电路的缺点是绝对值电路限制了高频特性，特别是当波形系数——峰值与有效值之比较高时，由于乘-除运算放大器中的对数元件及其他非线性元件补偿困难，会带来一定的误差.

(3) 平方差法

为了获得较大的动态范围而又能降低波形系数过高所带来的误差，可采用平方差法来组成有效值变换器，电路如图 9-27 所示[2]，它仅用了一个非线性部件——差动输入四

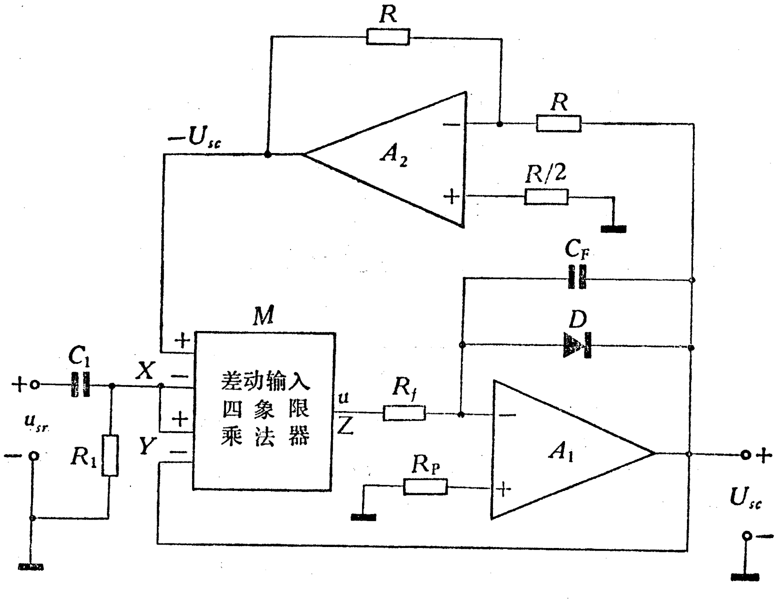


图 9-27　按平方差组成的有效值变换器

象限乘法器M。

差动输入四象限乘法器M共有四个输入信号,即 X_+, X_-, Y_+ 和 Y_-, 它们与输出量 Z 的关系为

$$Z = -a(X_+ - Y_+)(X_- - Y_-)$$

据此,按图 9-27 所示的连接方法,可得

$$u = -a(-U_{sc} - u_{sr})(u_{sr} - U_{sc}) = a(u_{sr}^2 - U_{sc}^2)$$

位于运算回路中的积分器 A_1 追使 u 的定态值为零,而积分器的输出又是被积电压的平均值. 所以有

$$U_{sc} = \sqrt{\overline{u_{sr}^2(t)}}$$

这就达到了有效值变换的目的.

上述分析表明,变换器的工作原理建立在乘法器的输出为零,这就把由于传递系数 a 的变化所带来的任何影响都排除在外, 从而大大提高了变换精度. 这个电路的精度在 $\pm0.5\%$ 以内,动态范围内的非线性误差在 $\pm0.04\%$ 以内, 最高工作频率可达 100 kHz 以上.

三、数字式电阻表

在数字表头之前,加一级电阻-直流电压变换器,就能组成数字式电阻表. 当然,为了减少组件数量, 数字表头中的输入放大器, 也可通过开关切换, 作为电阻-电压变换器中的运算放大器使用.

图 9-28 是常用的电阻-电压变换器,它具有反相结构, 被测电阻 R_X 接在反馈回路中,输入回路电阻 R_f 和输入电压 E_i 都为常量, 所以流经 R_X 的电流恒定不变, 这样被测电阻 R_X 上的压降就正比于 R_X 了,即有

$$U_{sc} = -\frac{E_i}{R_f} R_X \qquad (9\text{-}42)$$

可见,输出电压与被测电阻成正比,改变 R_f 可改变量程.

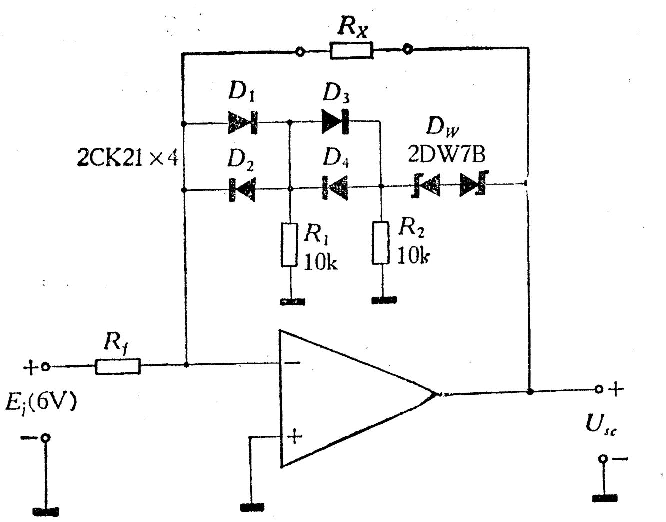


图 9-28 电阻-直流电压变换器

由 D_W 和二极管反向电流泄漏电路组成的限幅电路已在第六章图 6-28 中介绍过. 当 R_X 超量程或开路时, 运算放大器的输出电压被 D_W 的稳定电压所限定, 避免放大器长期处于开环状态, 起了保护作用. 限幅回路的漏电流应小, 以便不影响高阻测量精度,一般应大于 1000 MΩ. 在高阻测量时, 要注意减小输入偏置电流的影响,在低阻测量中, 要注意减小引线电阻的影响. 此外,当错误操作从电阻测量端引入直流电压或电流时,还应有相应的保护措施,以免损坏电路中的器件.

习　　题

题 9-6 在图 9-16 中，A_1 的参数见表 5-3，A_2 的温度漂移为 0.6 μV/℃，开环放大倍数 $K_{02}=2000$，$R_1=9\ \mathrm{k}\Omega$，$R_2=1\ \mathrm{k}\Omega$，试求：

（1）折合到输入端的温漂；

（2）若要求闭环输入电阻 $r_{sr}>1000\ \mathrm{M}\Omega$，运算放大器的开环输入电阻应多大？

题 9-7 在图 9-17 中，若 $R=100\ \mathrm{k}\Omega$，$C=0.5\ \mu\mathrm{F}$，运算放大器参数见表 5-3，试求：

（1）折合到输入端的温漂；

（2）输入电阻.

题 9-8 设计正、负电压基准分别为 ±8 V 和 −6 V 的基准电压源.

第三节　其他电参数的测量电路

除了上述一般电参数的测量外，利用运算放大器还能方便地测量电容、相位、频率、功率因数和晶体管参数等其他电参数.

一、电容量的测量

将被测电容 C_X 置于反相运算放大器的输入回路中，把标准电容 C_F 置于反馈回路中，就能通过放大器的输出电压测定 C_X 的电容量，测量电路如图 9-29(a) 所示[3]. 已知交流信号电压 e_i 通过被测电容 C_X 加到运算放大器的反相端，由于电路的闭环增益取决于两个电容之比，故输出电压有效值 U_{sc} 与输入信号电压有效值 E_i 的关系为

$$U_{sc}=\frac{C_X}{C_F}E_i$$

由此可得

$$C_X=\frac{C_F}{E_i}U_{sc} \tag{9-43}$$

因此，测出输出电压 U_{sc} 就能得知 C_x 的大小.

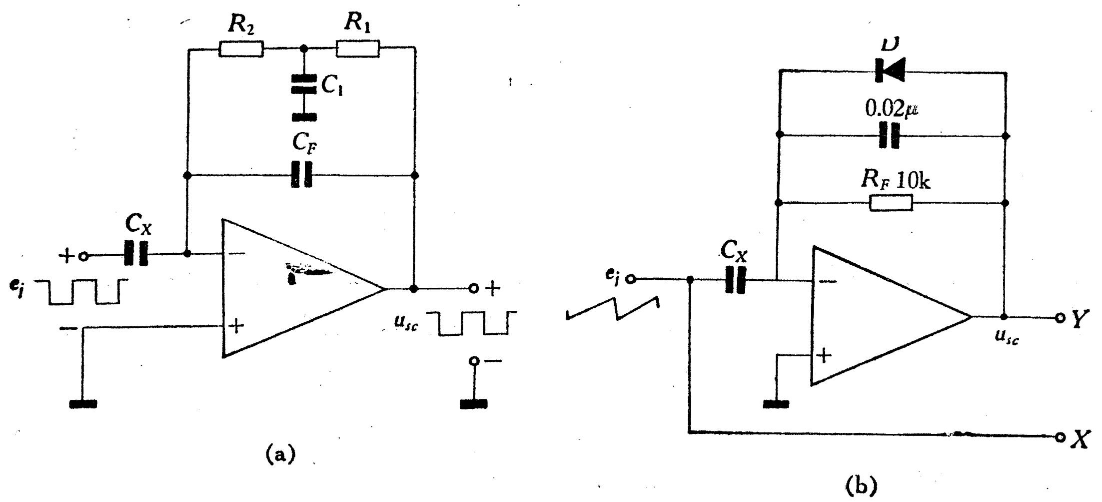


图 9-29　电容测量电路

(a) 比例法；(b) 微分法.

电路中由 R_1, R_2 和 C_1 组成的网络用来限制放大器偏置电流引起的输出积分漂移. 测量时, 标准电容 C_F 应随被测电容 C_X 的大小而改变, 当 C_X 的范围为 10 pF—10 μF 时, C_F 可相应选用 100 pF—1 μF. 由式(9-43)可知, 这个电路不受信号源频率的影响. 此外, 反相端为"虚地"也使测量结果与放大器的输入电容和反相端对地的寄生电容无关.

除了上述比例法外, 也可用微分法测量电容, 电路如图 9-29(b) 所示. 输入信号 e_i 为已知的锯齿波, 它可方便地从示波器的扫描波形输出端取得. 在扫描期间, 由式(5-161)可以导出

$$C_X = -\frac{1}{R_F \dfrac{de_i}{dt}} U_{sc} \tag{9-44}$$

测出 U_{sc}, 就能得知 C_X. 用直流示波器显示读数时, U_{sc} 作为垂直输入, e_i 作为水平输入, 适当选择 R_F 和 de_i/dt, 就能从示波器上直接读取 C_X 值. 电路中的 0.02 μF 电容用来抑制高频噪声, 二极管 D 用来加快回扫期电容的放电速度.

许多工业测量仪表的一次变换器的输出信号是阻抗的偏差, 例如, 膨胀仪和地震仪的一次变换器的输出量都是电容偏差, 所以需要对偏差电容进行测量, 从而了解一次变换器的输入量大小. 利用运算放大器技术能比常规测量方法获得更好的线性度和精度. 较好的电容偏差测量电路可用两只集成运算放大器组成桥式结构, 电路如图 9-30 所示[4]. 精密交流信号源 $\tilde{e}_i$ 加到两个运算放大器的同相端, 一次变换器的差动电容 C_{f1} 和 C_{f2} 分别接在 A_1 和 A_2 的反相输入端, 它们的公共极板接地, 以便满足变换器的连接要求, 测量电路的输出信号从两个放大器的输出端引出.

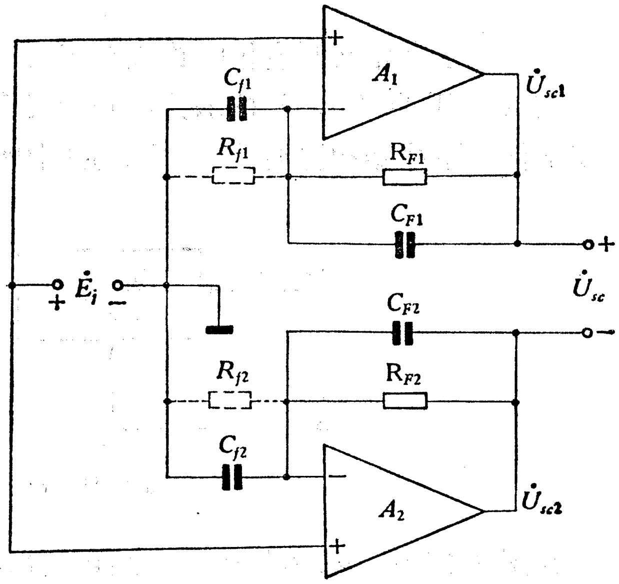


图 9-30 偏差电容的测量电路

据式(5-75)可得

$$\dot{U}_{sc1} = \left(1 + \frac{\dfrac{R_{F1}}{1 + j\omega R_{F1} C_{F1}}}{\dfrac{1}{j\omega C_{f1}}}\right) \dot{E}_i$$

$$\dot{U}_{sc2} = \left(1 + \frac{\dfrac{R_{F2}}{1 + j\omega R_{F2} C_{F2}}}{\dfrac{1}{j\omega C_{f2}}}\right) \dot{E}_i$$

因此

$$\dot{U}_{sc} = \dot{U}_{sc1} - \dot{U}_{sc2} = \left(\frac{j\omega R_{F1} C_{f1}}{1 + j\omega R_{F1} C_{F1}} - \frac{j\omega R_{F2} C_{f2}}{1 + j\omega R_{F2} C_{F2}}\right) \dot{E}_i$$

通常取 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$, $C_{F1} = C_{F2} = C_F$, 这时, 上式简化为

$$\dot{U}_{sc}=\frac{j\omega R_F}{1+j\omega R_F C_F}(C_{f1}-C_{f2})\dot{E}_j$$

或者表示成

$$\Delta C=C_{f1}-C_{f2}=\frac{1}{\widetilde{E}_j}\sqrt{C_F^2+\left(\frac{1}{\omega R_F}\right)^2}\,\widetilde{U}_{sc} \tag{9-45}$$

可见,电容偏差与输出电压有线性关系.

为了减小漂移,克服振荡和噪声影响,常在差动电容上分别并联电阻 R_{f1} 和 R_{f2},如图中虚线所示,只要 $R_{f1}=R_{f2}$,式(9-45)仍然成立,不影响测量结果. 用 1.2 kHz 的信号源,差动电容测量范围可达四个数量级,线性度为 1%,分辨率可作到 0.1 pF. 若提高运算放大器的带宽和开环增益,还可获得更好的效果.

二、相位的测量

1. 相位测量原理

相位测量电路又叫鉴相电路或鉴相器,已广泛用于调制式惠斯登电桥、应变仪、辐射计、光度计、干涉仪、以及核磁共振测量仪等一系列科学仪器中. 大多数相位测量电路的主要部件是乘法器和滤波器[5],原理性框图如图 9-31 所示.

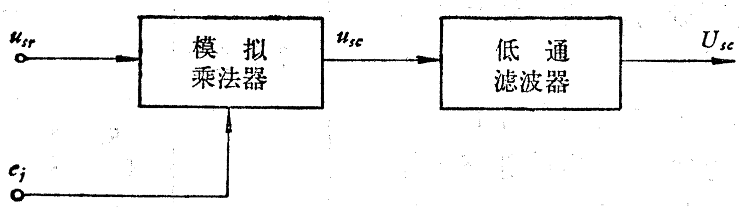


图 9-31 相位测量电路的框图

在图 9-31 中,u_{sr} 为相位待测的输入信号电压,它可能是正弦波,也可能是方波,并常常寄生有噪声电压,除了相位 φ 外,其他参数都是已知的. e_j 为基准信号电压,它可能是正弦波,但多数情况下是方波,它的全部性能参数都是已知的. 测量电路将 e_j 和 u_{sr} 进行比较,从而测定 φ 的大小.

e_j 和 u_{sr} 按波形组合可分为三种情况: 两者都是正弦波; 一为正弦波一为方波; 两者都是方波. 波形图如图 9-32 所示,现分述如下:

(1) u_{sr} 和 e_j 都是正弦波

当两者都是正弦波时,u_{sr} 和 e_j 可分别表示为

$$u_{sr}=U_m\sin(\omega t+\varphi) \tag{9-46}$$

$$e_j=E_m\sin\left(\frac{\pi}{2}-\omega_j t\right)=E_m\cos\omega_j t$$

基准信号电压设置 $\pi/2$ 的初始相位,是为了使相位测量电路的输出电压 U_{sc} 和被测相位 φ 之间的关系简化. 基准电压所需的相位可用移相电路实现.

为了简化分析,下面都假定乘法器的比例因子为一,这样,乘法器的输出 u_{sc} 为

$$u_{sc}=u_{sr}e_j=U_mE_m\sin(\omega t+\varphi)\cos\omega_j t$$

利用三角函数和差化积公式,并令 $\omega=\omega_j$,上式可简化为

$$u_{sc}=\frac{1}{2}U_mE_m[\sin(2\omega t+\varphi)+\sin\varphi] \tag{9-47}$$

上式右边第一项为交流分量,其频率为基准信号频率的两倍,它可由低通滤波器滤掉,故在低通滤波器的输出端,仅剩下直流分量 U_{sc}

$$U_{sc}=\frac{1}{2}U_mE_m\sin\varphi \tag{9-48}$$

式(9-48)表明,输出电压 U_{sc} 与被测相位 φ 之间不是线性关系,而是正弦关系,这是它的不便之处. 为了保证式(9-48)中的 U_{sc} 与 φ 之间为单纯的正弦关系,除了 U_m 和 E_m 不应随相位变化外,两个信号的频率也应相等,为此测量电路中常常设有调谐措施. 这种条件下的波形示于图 9-32(a) 中.

(2) u_{sr} 为正弦波, e_j 为方波

在这种情况下, u_{sr} 仍可由式(9-46)描述,而对称方波基准信号 e_j 可展成傅里叶级数

$$e_j=\frac{4}{\pi}E_m\left(\cos\omega_jt-\frac{1}{3}\cos3\omega_jt+\frac{1}{5}\cos5\omega_jt-\cdots\right) \tag{9-49}$$

因此,乘法器的输出为

$$u_{sc}=u_{sr}e_j=\frac{4}{\pi}U_mE_m\Big[\sin(\omega t+\varphi)\cos\omega_jt-\frac{1}{3}\sin(\omega t+\varphi)\cos3\omega_jt$$
$$+\frac{1}{5}\sin(\omega t+\varphi)\cos5\omega_jt-\cdots\Big]$$

利用和差化积公式,上式变为

$$u_{sc}=\frac{2}{\pi}U_mE_m\Big\{\sin[(\omega+\omega_j)t+\varphi]+\sin[(\omega-\omega_j)t+\varphi]$$
$$-\frac{1}{3}\sin[(\omega+3\omega_j)t+\varphi]-\frac{1}{3}\sin[(\omega-3\omega_j)t+\varphi]+\cdots\Big\} \tag{9-50}$$

当 $\omega=\omega_j$ 时,上式变为

$$u_{sc}=\frac{2}{\pi}U_mE_m\Big[\sin(2\omega t+\varphi)+\sin\varphi-\frac{1}{3}\sin(4\omega t+\varphi)$$
$$+\frac{1}{3}\sin(2\omega t-\varphi)+\cdots\Big]$$

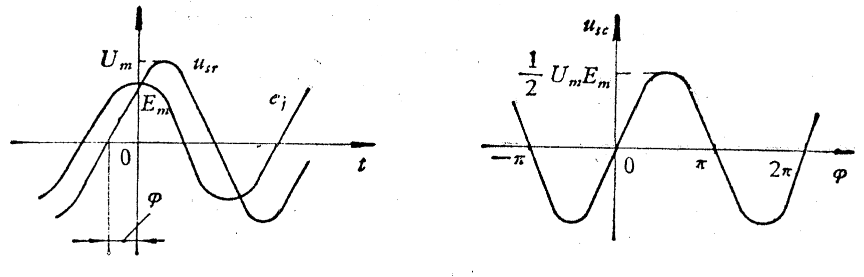
经低通滤波器滤掉交流分量后,相位测量电路的输出直流分量 U_{sc} 为

$$U_{sc}=\frac{2}{\pi}U_mE_m\sin\varphi \tag{9-51}$$

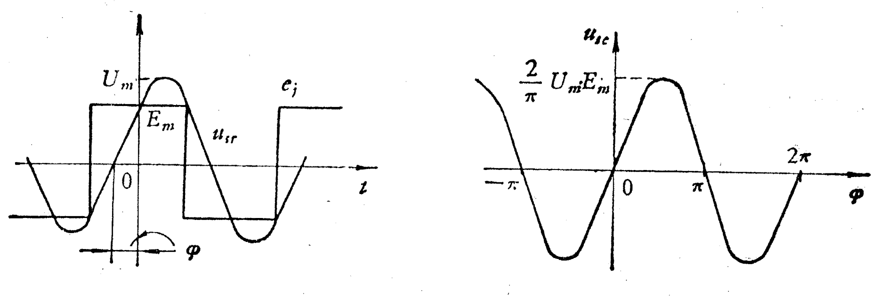
可见, U_{sc} 与 φ 仍为正弦关系,而不是线性关系,与式(9-48)的差别只是传递系数从 $\frac{1}{2}U_mE_m$ 增加到 $\frac{2}{\pi}U_mE_m$, 净增了 27.2%.

这种方法的主要缺点在于,输出电压对被测电压中可能含有的三次以上的奇次谐波特别敏感,故会带来明显的测量误差. 实际上,当 $\omega=3\omega_j$ 时,由式(9-50)可得三次谐波产生的直流分量为

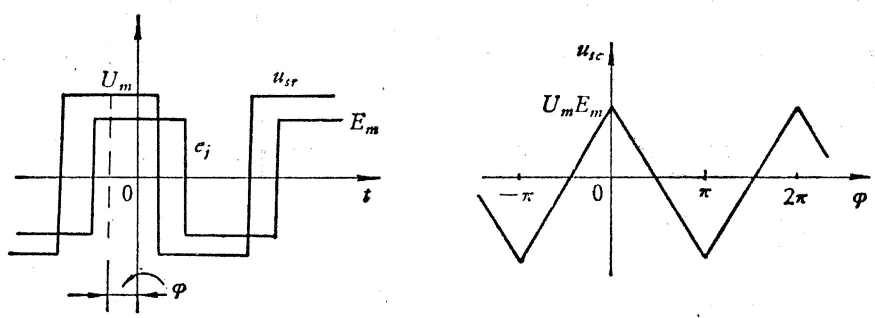
$$\Delta U_{sc}=-\frac{2}{3\pi}U_mE_m\sin\varphi$$



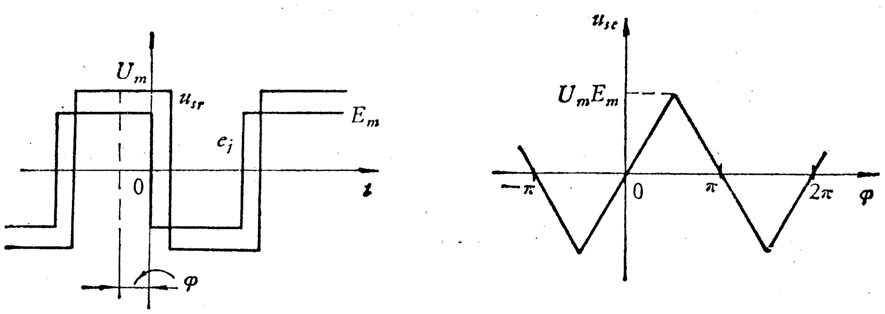
(a)



(b)



(c)



(d)

图 9-32　相位测量电路的输出-输入波形

(a) u_{sr} 和 e_j 都是正弦波； (b) u_{sr} 为正弦波，e_j 为方波；
(c) u_{sr} 和 e_j 都是方波； (d) u_{sr} 和 e_j 都是方波，但 e_j 移相 $\pi/2$.

它相当可观. 因此，当被测信号上寄生有三次以上的奇次谐波分量时，必须在相乘之前，把无用的谐波分量滤掉，这可采用调谐放大方法解决. 这种运行条件下的波形示于图 9-32(b) 中.

(3) u_{sr} 和 e_j 都是方波

在对称方波时，u_{sr} 可展成傅里叶级数

$$u_{sr}=\frac{4}{\pi}U_m\left[\cos(\omega t+\varphi)-\frac{1}{3}\cos3(\omega t+\varphi)+\frac{1}{5}\cos5(\omega t+\varphi)-\cdots\right]$$

e_j 仍由式(9-49)表示，故比例因子为一的乘法器的输出为

$$u_{sc}=u_{sr}e_j=\frac{16}{\pi^2}U_mE_m\Big[\cos(\omega t+\varphi)\cos\omega_j t+\frac{1}{9}\cos3(\omega t+\varphi)\cos3\omega_j t$$
$$+\frac{1}{25}\cos5(\omega t+\varphi)\cos5\omega_j t-\frac{1}{3}\cos(\omega t+\varphi)\cos3\omega_j t+\cdots\Big]$$

利用三角公式，并考虑到 $\omega=\omega_j$，上式变为

$$u_{sc}=\frac{8}{\pi^2}U_mE_m\Big\{\cos(2\omega t+\varphi)+\cos\varphi+\frac{1}{9}[\cos(6\omega t+3\varphi)+\cos3\varphi]$$
$$+\frac{1}{25}[\cos(10\omega t+5\varphi)+\cos5\varphi]-\cdots\Big\}$$

它经低通滤波器滤掉交流分量后，剩下的直流分量为

$$U_{sc}=\frac{8}{\pi^2}U_mE_m\left(\frac{1}{1^2}\cos\varphi+\frac{1}{3^2}\cos3\varphi+\frac{1}{5^2}\cos5\varphi+\cdots\right)$$

它是一个缺项傅里叶级数，由三角级数可知，这个函数的波形是一个三角波，可表示成

$$U_{sc}=\begin{cases}U_mE_m\left(1-\dfrac{2\varphi}{\pi}\right) & (\text{当 } 0<\varphi<\pi)\\[2ex] U_mE_m\left(\dfrac{2\varphi}{\pi}-3\right) & (\text{当 } \pi<\varphi<2\pi)\end{cases}\qquad(9\text{-}52)$$

可见，U_{sc} 与 φ 之间有线性关系，这是两个信号都是方波的主要优点，其波形如图 9-32(c) 所示. 为了测量方便起见，通常将基准信号移相 $\pi/2$，这样，当被测相位为零时，输出电压也为零，波形如图 9-32(d) 所示，这时，U_{sc} 与 φ 的关系为

$$U_{sc}=\begin{cases}\dfrac{2}{\pi}U_nE_m\varphi & \left(\text{当}-\dfrac{\pi}{2}<\varphi<\dfrac{\pi}{2}\right)\\[2ex] 2U_mE_m\left(1-\dfrac{\varphi}{\pi}\right) & \left(\text{当}\dfrac{\pi}{2}<\varphi<\dfrac{3}{2}\pi\right)\end{cases}\qquad(9\text{-}53)$$

2. 简单的相位测量电路

根据上述相位测量原理，可以组成多种具体的相位测量电路，其中最简单的方法就是利用模拟开关和运算放大器来实现信号相乘，电路如图 9-33 所示[3]，由于没有采用模拟乘法器，所以电路特别简单，但精度较差，适用于不太精密的测量场所. 这里，被测信号为正弦波，模拟开关 T_1 的驱动信号为同频的方波，并作为比较的基准信号.

在图 9-33 中，运算放大器的输出信号 u_{sc} 相当于图 9-31 中的模拟乘法器的输出，RC 阻容网络起低通滤波器的作用. 运算放大器和模拟开关 T_1 是怎样起了乘法器的作用呢？由图 9-32(b) 的波形图，若令基准电压 e_j 的幅值 $E_m=1\text{ V}$，则不难看出，当方波基准信号为正半周时，乘法器的输出信号就是这半周所对应的输入信号，当方波基准信号为负半周时，乘法器的输出信号就是这半周所对应的输入信号的倒相信号；换句话说，当方波基准信号位于正半周时，乘法器成了一个电压跟随器，当方波基准信号位于负半周时，乘法器成了一个反相器. 根据这个道理，在图 9-33 中，利用同频方波信号 u 控制模拟开关 T_1 的通断，当 $u<0$，T_1 关断，测量电路中的运算放大器部分可用图 (b) 左侧电路等效，这时，电路接成电压跟随器，相当于基准信号的正半周；当 $u>0$，T_1 接通，测量电路中的运算放大器部分可用图(b)右侧电路等效，这时，运算放大器接成反相器，相当于基

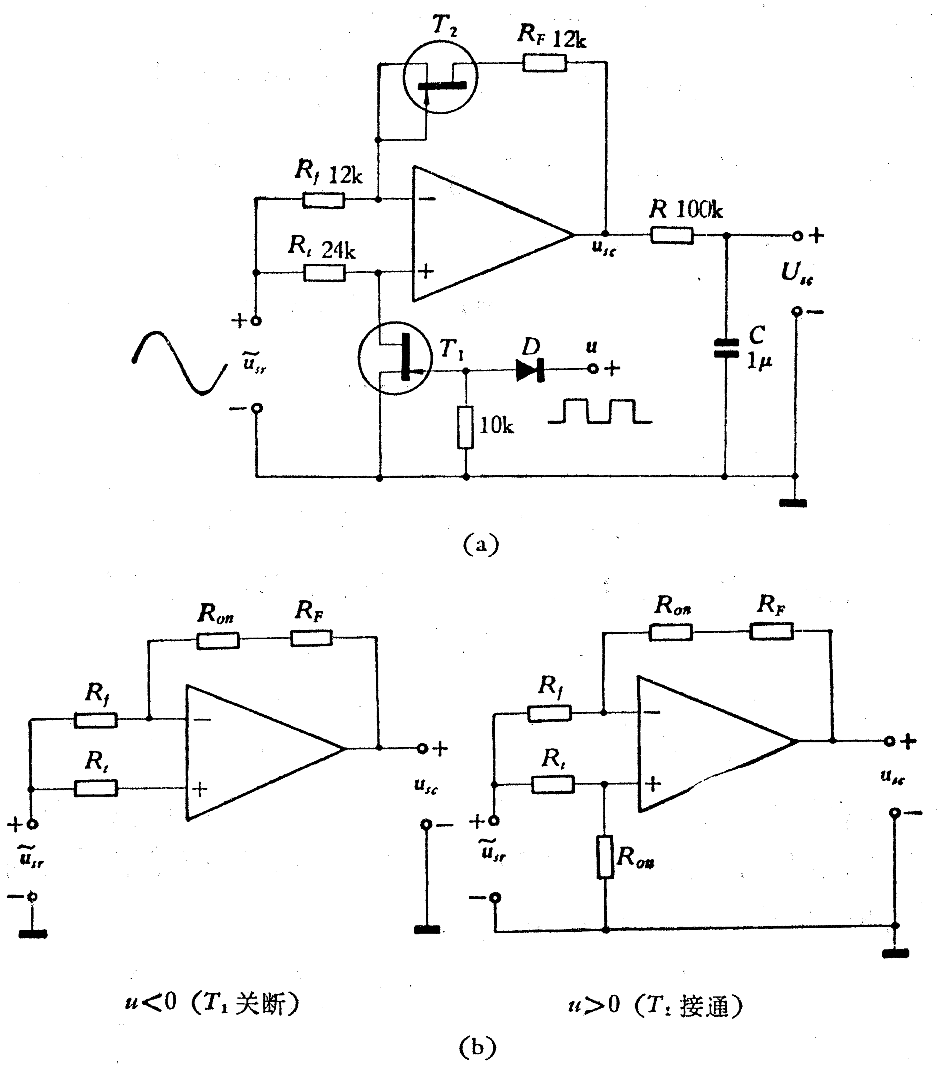


图 9-33　简单的相位测量电路

(a) 电路；(b) 上图中运算放大器部分的等效电路.

准信号的负半周；这样，就完成了乘法器的作用.

对图 9-33(b) 的左侧电路而言，由于 $u_+ = u_{sr}$，而 $u_- = u_+$，故 R_f 中电流为零，在运算放大器输入偏置电流可略去不计的条件下，R_F 中的电流也为零，故 $u_{sc} = u_{sr}$，可见，运算放大器按电压跟随器运行. 对图(b)右侧电路而言，当 T_1 的漏-源通导电阻 R_{on} 很小时，运算放大器同相端电位几乎为零，运算放大器处于反相运行状态，由于 $R_f = R_F$，所以起了反相器的作用. T_1 的 R_{on} 不为零将产生误差，为此，在反馈回路中串入一只处于饱和工作状态的补偿管 T_2，若补偿管的通导电阻也为 R_{on}，则当

$$R_t = 2R_f = 2R_F \tag{9-54}$$

时，不难证明，图(b)电路就是一个精密反相器.

可见，据式(9-51)，图 9-33(a) 电路的输出电压与被测相位之间的关系可表示为

$$U_{sc} = \frac{2}{\pi} U_m \sin\varphi \tag{9-55}$$

显然，在应用这个电路进行测量时，应注意抑制输入信号中寄生的三次以上的奇次谐波.

3. 精密相位测量电路

当需要对两个正弦波信号进行相位测量，或者相位测量精度要求很高时，简单相位电

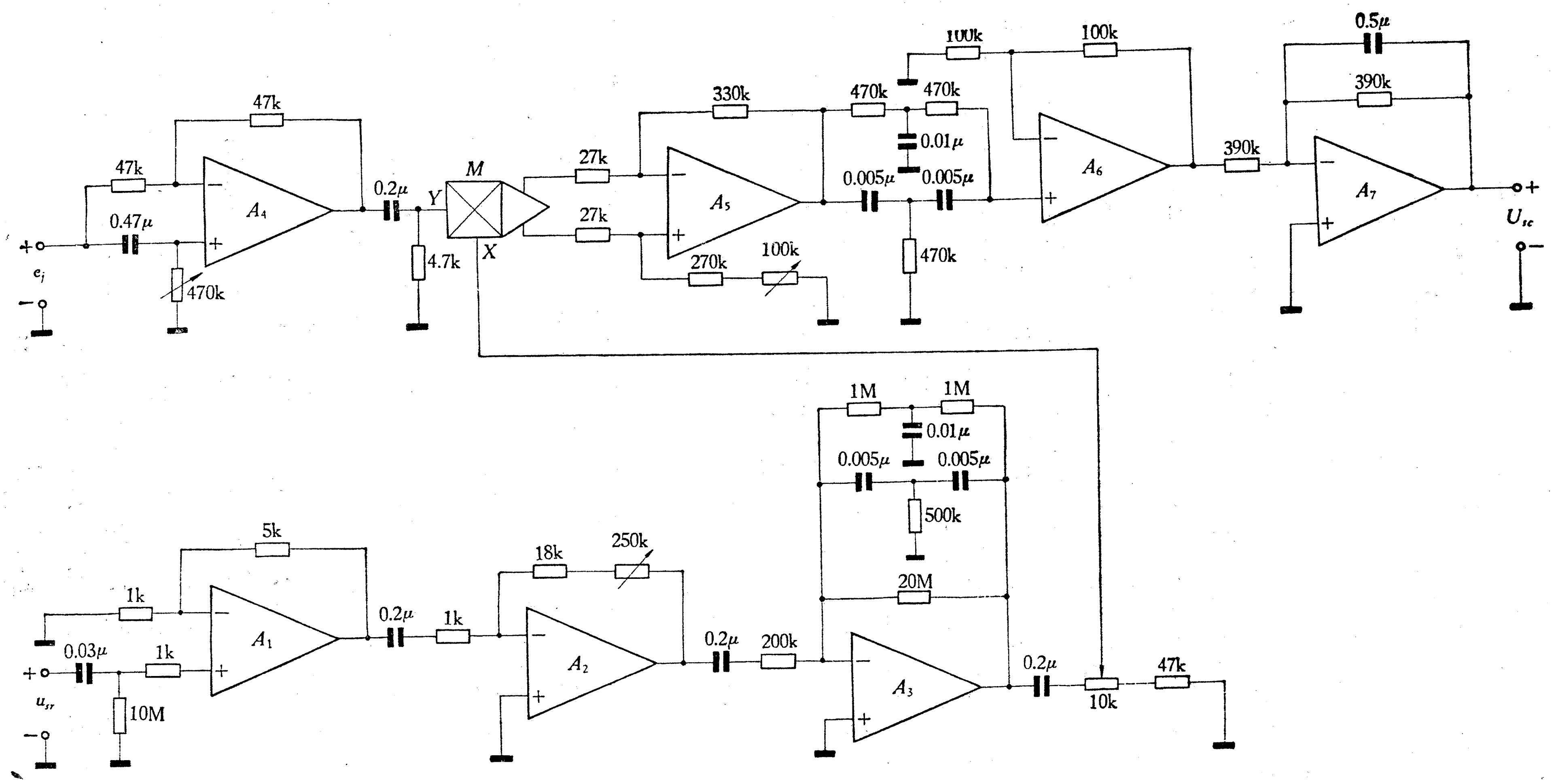


图 9-34 精密相位测量电路

路就无能为力了．这时，需要采用四象限乘法器组成相位测量电路，例子之一示于图9-34中[6]，它能精确测量两个正弦信号之间的相位差，信号频率范围为 20 Hz—1 MHz，为了提高精度，测量电路采取了选频和带阻滤波等一系列抑制噪声的措施．图中所列具体参数适用于 30 Hz 的工作频率．该电路已用于核磁共振和电子自旋共振频谱的测量仪器中．

被测信号 u_{sr} 首先送到具有场效应管输入级的同相运算放大器 A_1，进行第一次前置放大，该级输入阻抗为 10 MΩ，闭环放大倍数为六倍．A_1 输出信号再经第二级反相运算放大器 A_2 放大一次，送到选频放大器 A_3 中．A_3 反馈回路中的双T选频网络的工作频率选为 30 Hz，这样，这一级放大器仅对频率为 30 Hz 的信号呈现很高的放大倍数，差不多为 100 倍，而对其他频率的信号，放大倍数极小，有良好的选频作用．被测信号经过两级前置放大和一级选频放大后，噪声很小，有效信号已相当大，通过 10 kΩ 电位器适当调整幅值后，送到乘法器M的X输入端，以便和基准信号相乘．

基准信号 e_j 在与 u_{sr} 相乘之前，先经移相器 A_4 移相，获得所需的相位，随后送到乘法器的Y输入端．乘法器M是具有差动输出的四象限集成模拟乘法器，它的线性度为满刻度的 0.3%，温度稳定性为 ±0.07%/℃．乘法器输出经差动放大器 A_5 放大后，送到带阻滤波器 A_6．由式(9-47)可知，在两个频率相同的正弦信号相乘的乘积中，主要交流分量的频率为信号频率的两倍，这里为 60Hz，因此，带阻滤波器的中心抑制频率应选为 60Hz，以便滤去此主要交流分量．这里的带阻滤波器的组成方式与第六章第一节(四)中介绍的有所不同，它由双T选频网络与同相比例运算放大器 A_6 串联组成，双T选频网络的工作频率选为 60 Hz，所以，它将 60 Hz 的交流分量阻断，仅让直流分量由 A_6 放大．剩余的噪声则由截止角频率约为 5 弧度/秒、直流增益为一的一阶低通滤波器 A_7 滤掉．

上述分析表明，这个电路的输出电压与被测相位的关系可由式(9-48)描述．

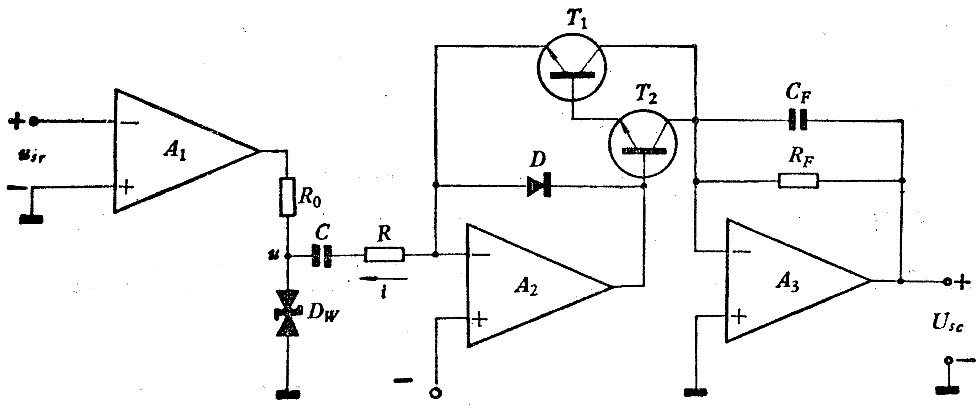
三、频率的测量

把被测信号频率变换为模拟电压的电路叫做频率-电压变换电路，可用英文字母简写为 FVC，它是第八章第二节中介绍的压-频变换的反变换，在数-模变换和测量技术中，应用十分广泛．最简单的 FVC 是将被测频率规范为一定幅值的矩形波，然后进行微分、整流和滤波，取得与被测频率 f 成正比的平均直流电压．这种方案的电路原理示于图 9-35 中．

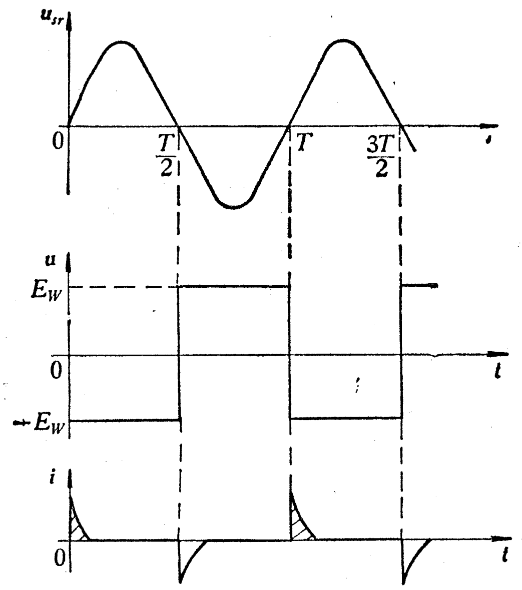
在图 9-35(a) 中，频率待测的输入信号 u_{sr} 加到零交比较器 A_1 的反相端，由于稳压管 D_W 的箝位作用，输入信号被规范为幅值为 E_W 的同频矩形波 u．只要时间常数 RC 比最小信号周期 $T_{\min}$ 小得多，例如 $RC<(3—5)T_{\min}$，则每个周期中的正向脉冲电流都是完整的．虽然在一个信号周期中 RC 微分回路中的正、负脉冲电流将各出现一次，但由于二极管D的整流作用，故每周中仅有一个正向脉冲电流经复合管 T_1 和 T_2 流向低通滤波器 A_3，可见 A_2 是微分-半波整流放大器．

每个信号周期中的正向脉冲电流的平均值 $\bar{I}$ 可由每周中电容C上的电荷变化量求得．由于产生正向脉冲电流时，C 上的压降从 E_W 变到 $-E_W$，即变化了 $2E_W$，故C上的电荷变化量为 $2E_WC$，这样就有 $2E_WC=T\bar{I}$，所以

$$\bar{I}=\frac{2E_WC}{T}=2E_WCf$$



(a)



(b)

图 9-35　简单频率-电压变换电路

(a) 电路；(b) 波形.

平均电流 $\bar{I}$ 流经 R_F 产生平均直流输出电压 $\bar{U}_{sc}$，由此可得

$$\bar{U}_{sc}=2E_W R_F Cf \tag{9-56}$$

可见，输出电压的直流分量与被测信号频率成正比. 对于其他非正弦波或不对称波形的被测信号，不难证明，式(9-56)仍然成立. 本电路的最高测量频率取决于电路的寄生电容和放大器的上升速率. 显然，决定滤波器 A_3 的截止频率的时间常数 $R_F C_F$ 应比最大信号周期 $T_{\max}$ 大，以便保证在整个信号频率范围内，A_3 的滤波性能都良好.

四、功率因数的测量

当把电流转换为同相位的电压后，通过测量两个电压之间的相位差的余弦，可测出功率因数的大小. 从这个意义上讲，功率因数测量电路是一种特定的相位测量电路. 功率因数测量电路的具体例子示于图 9-36 中[7].

图 9-36 的功率因数测量电路可测量两个正弦电压 u_{sr1} 和 u_{sr2} 的相位差的余弦. 它由五个运算放大器和一个模拟开关组成，其中运算放大器 A_1 和 A_2 组成电压跟随器作输出缓冲级用，A_3 和 A_4 组成简单的峰值检波器，A_5 作为单限比较器，u_{sr1} 通过它来控制模拟

开关 T_1 和 T_2 的通断.

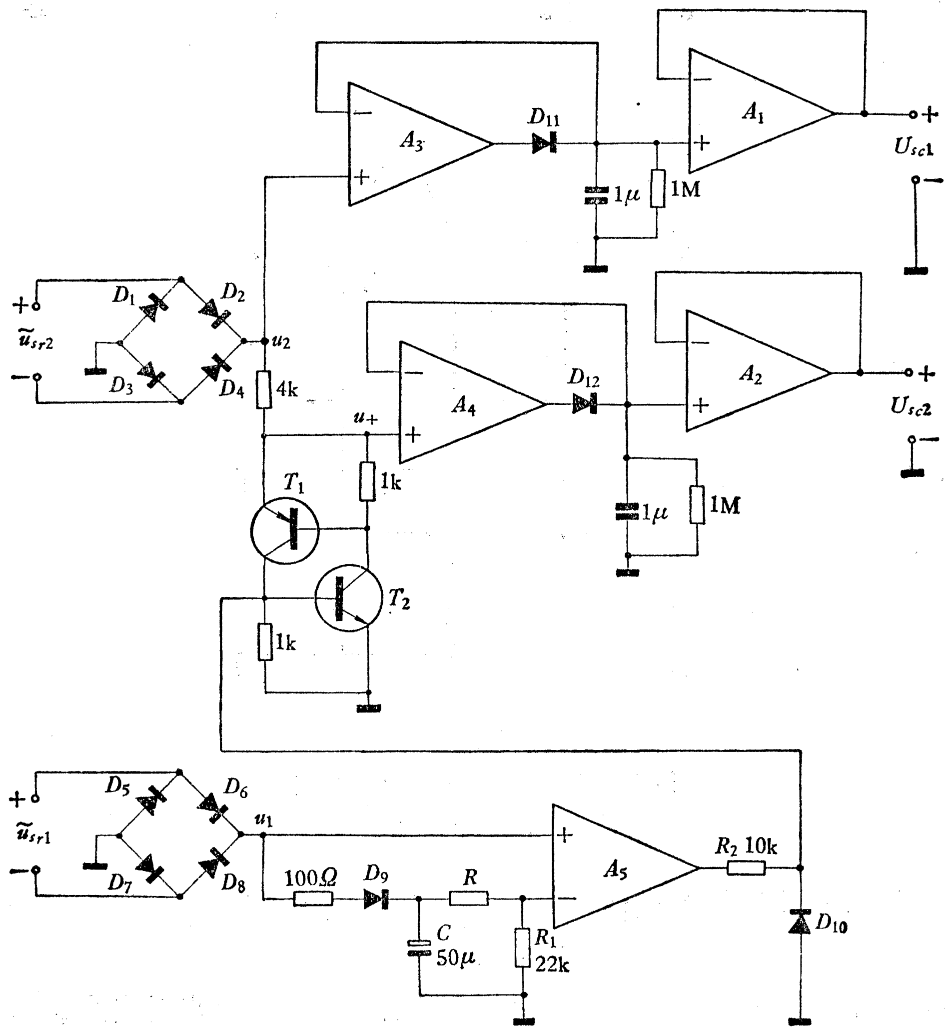
设 u_{sr2} 比 u_{sr1} 落后一个角度 φ，即有

$$u_{sr1} = U_{m1}\sin\omega t$$

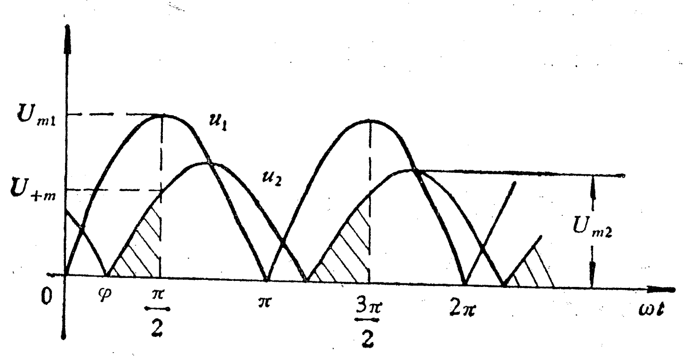
$$u_{sr2} = U_{m2}\sin(\omega t - \varphi)$$

这两个信号分别经桥式全波整流变成单方向的脉动电压 u_1 和 u_2，波形如图 9-36(b) 所示. u_2 直接加到峰值检波器 A_3 的同相端，故缓冲级 A_1 的输出电压 U_{sc1} 为

$$U_{sc1} = U_{m2} \tag{9-57}$$



(a)



(b)

图 9-36 功率因数的测量电路

(a) 电路； (b) 波形.

峰值检波器 A_4 的检波电压既与 u_2 有关，也与模拟开关 T_1 和 T_2 的状态有关. 如果我们使模拟开关在 u_1 达到峰值的时刻，即在 $\pi/2$, $3\pi/2$, $5\pi/2$ 等时刻接通，而在 u_2 过零时关断，则加在峰值检波器 A_4 的同相端的电压波形将如图 (b) 阴影所示. 这个阴影波形的最大值可把 $\omega t=\frac{\pi}{2}$ 代入 u_{sr2} 中求得，据此，有

$$U_{+m}=U_{m2}\sin\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)=U_{m2}\cos\varphi$$

这个峰值电压就是输出电压 U_{sc2}

$$U_{sc2}=U_{m2}\cos\varphi \tag{9-58}$$

由式(9-57)和式(9-58)可知，若把 A_2 的输出 U_{sc2} 和 A_1 的输出 U_{sc1} 送到比率计中，例如，利用类似图 8-26 的比率压-频模-数变换器，就能用数字量来显示功率因数 $\cos\varphi$ 的大小了.

模拟开关 T_1 和 T_2 在 u_1 达到峰值时闭合的要求由比较器 A_5 保证. A_5 是一个单限比较器，u_1 直接加到它的同相端，由于 D_9 和 C 的峰值检波作用，只要 R 比 R_1 小得多，时间常数 $(R+R_1)C$ 又比信号周期大得多，则比较器的反相端电位将基本不变，其值略低于 U_{m1}，但又非常接近 U_{m1}，故可认为单限比较器 A_5 的门限电位 $E_m=U_{m1}$. 这样，一旦 u_1 达到峰值 U_{m1}，比较器 A_5 的输出就从低电位变到高电位，将模拟开关 T_1 和 T_2 接通，这时 A_4 同相端电位差不多为一个 PN 结正向压降和一个晶体管集-射极饱和压降之和，约等于 1 V. 这样，峰值检波器 A_4 就将 u_1 达到峰值瞬间的 u_2 值，即 $U_{m2}\cos\varphi$ 检出，作为缓冲级 A_2 的输出 U_{sc2}. 当 $u_1<U_{m1}$，比较器 A_5 的输出恢复为低电位，但由于 T_1 已饱和，u_2 可通过 T_1 和电阻 R_2 向比较器输送电流，形成电流通路，为模拟开关继续接通创造了条件. 只当 u_2 小于 1 V，接近于零时，T_1 失去了饱和条件，进入截止，通过正反馈作用，使 T_2 也截止，模拟开关进入关断状态，为 u_1 达到第二个峰值再次导通创造条件. 在模拟开关位于接通的整个期间，不论 A_5 输出电位如何，二极管 D_{10} 都处于反向偏置状态，当模拟开关处于关断状态时，D_{10} 导通，将 T_2 基极箝位在 -0.7 V 左右，防止 T_2 因反向偏置过高而损坏.

五、晶体管特性曲线族图示仪

把集成运算放大器和数字电路组合起来，再配上一台示波器，能方便地显示晶体管的特性曲线族. 特性曲线族图示仪组成框图如图 9-37 所示.

图 9-37 框图中的锯齿波发生器产生几百赫兹到几千赫兹的锯齿波送到输出级，为被测管提供集电极电流，该集电极电流由电流-电压变换器变换为电压，作为示波器的垂直输入信号，同时将被测管的集-射极电压作为示波器的水平输入信号，以便由示波器显示被测管的输出特性. 与锯齿波同步的脉冲电压通过射极耦合触发器触发阶梯波

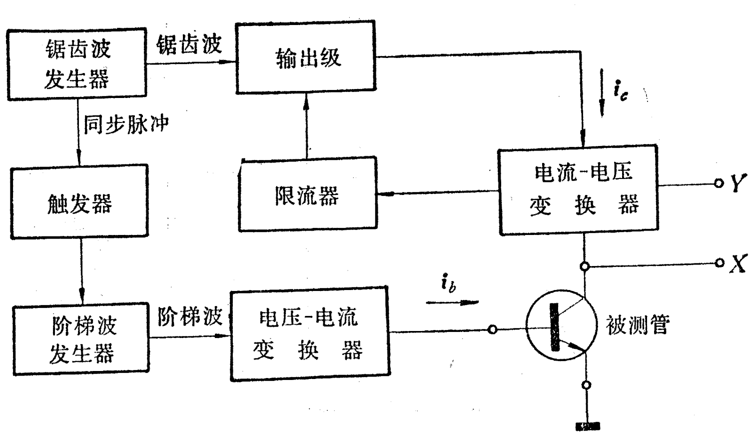


图 9-37 特性曲线族图示仪组成框图

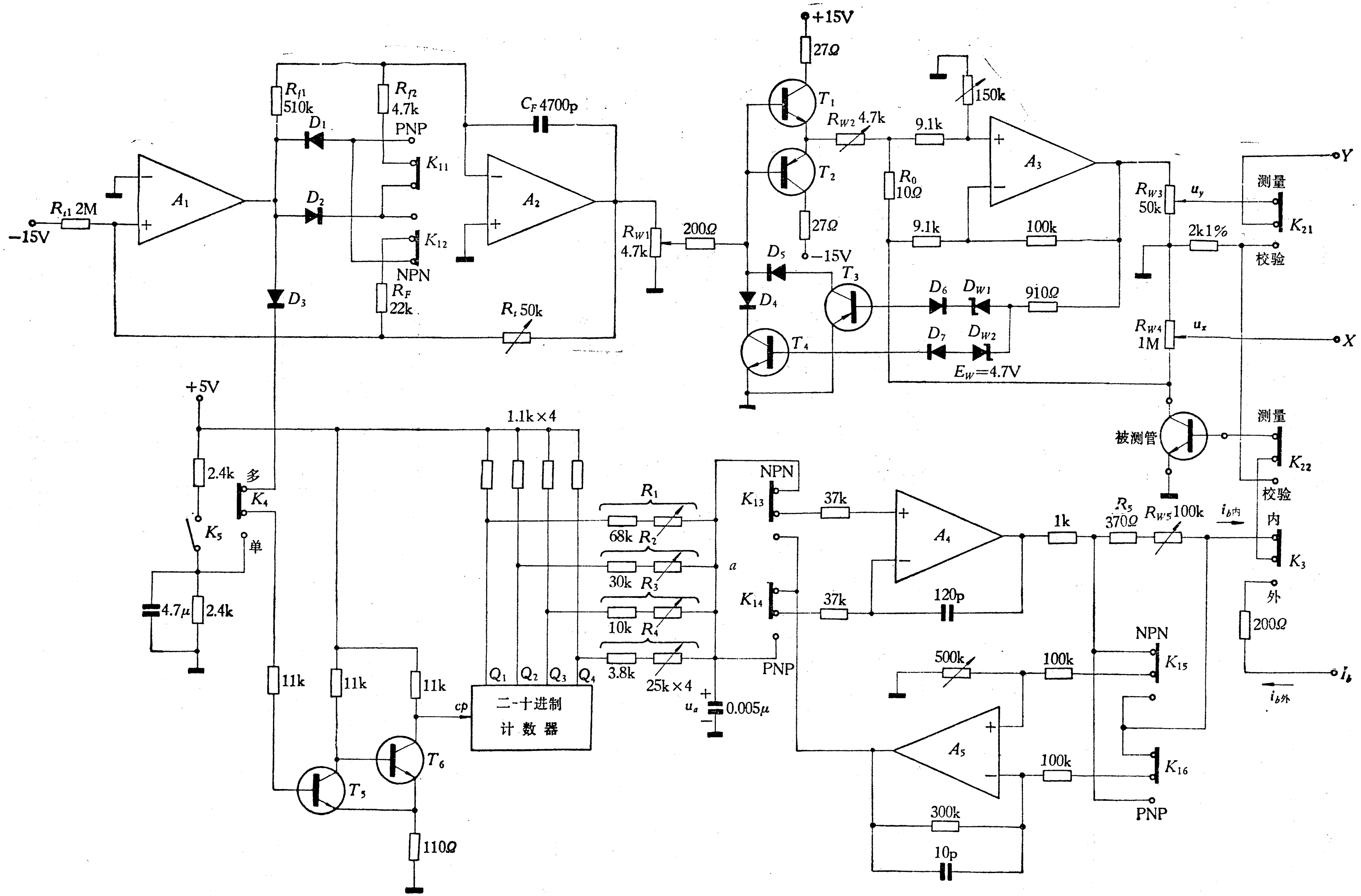


图 9-38 晶体管特性曲线族图示仪

发生器产生阶梯电压，这个电压经电压-电流变换器变换为阶梯电流，作为被测管的基极电流．这样，就能从示波器的荧光屏上观察到被测管的输出特性曲线族．若被测管损坏或操作不当而使集电极电流过大时，由限流器对输出级提供保护．

按此框图组成的具体电路示于图 9-38 中[8]．运算放大器 A_1 和 A_2 组成脉冲-锯齿波发生器，它提供锯齿波和同步脉冲；晶体管 T_1 和 T_2 组成互补推挽输出级，晶体管 T_3 和 T_4 为输出级提供限流保护；运算放大器 A_3 组成电流-电压变换器，它的输出经分压后送到示波器的 Y 输入端；晶体管 T_5 和 T_6 组成射极耦合触发器；阶梯波发生器由 8421 编码的二-十进制集成计数器和电阻网络组成；电压-电流变换器由运算放大器 A_4 和 A_5 实现．电键 K_1 位置视被测管类型而定，在图示位置可测 NPN 管的特性族，当测 PNP 管时，应将 K_1 置于下方．电路既可显示特性曲线族，也可显示单根特性曲线，它由电键 K_4 选择，图中位于显示曲线族的位置．当 K_4 置于"单"位置时，则每合一次开关 K_5，可步进式的观察曲线族中的每一根曲线．电路还可由外部提供基极电流，当把电键 K_3 置于"外"位置时，外部基极电流就可由"I_b"接线端引入．电路除了能显示输出特性曲线的图象外，还可显示基极电流的图象，这由图象开关 K_2 的位置决定，图中 K_2 处于显示输出特性位置，当把它置于另一位置时，可显示基极电流图象，这时，基极电流经精度为 1% 的 2 kΩ 电阻转变成电压作为示波器的垂直输入信号，示波器的水平输入信号则为锯齿波发生器的锯齿波输出电压，由于两者同步，故从示波器上可得到稳定的基极阶梯电流图象，可供检查和校核用，由 2 kΩ 电阻可知，基极电流的灵敏度为 2 V/mA．

图 9-38 各电键位于观察 NPN 晶体管输出特性曲线族的位置，我们以此为例说明电路各部分的工作原理．运算放大器 A_1 和 A_2 组成的脉冲和锯齿波发生器与图 7-36 完全相同，不再赘述．A_2 输出的锯齿波电压经电位器 R_{W1} 分压后送到互补输出级 T_1 和 T_2 的基极，输出级的跟随作用在 R_{W2} 和 R_0 中产生电流，由于 $R_0 = 10\,\Omega$ 很小，$R_{W4} = 1\,\text{M}\Omega$ 很大，故可认为流经 R_0 的电流将作为集电极电流全部流经被测管，其大小则取决于基极电流和被测管的 β 值．集电极电流 i_c 流经 R_0 形成压降 $R_0 i_c$，这个压降由差动放大器 A_3 进行放大．据式(5-96)，再考虑到图示具体参数，A_3 的输出电压为

$$u_{sc3} = \frac{100}{9.1} R_0 i_c \approx 110 i_c$$

u_{sc3} 经电位器 R_{W3} 分压后，取出 u_y 送到示波器的 Y 输入端，调节 R_{W3}，使 u_y 等于

$$u_y = 100\, i_c = a_y i_c$$

当 u_y 以伏为单位，i_c 以毫安为单位时，灵敏度 $a_y = 0.1$ V/mA．因此，由示波器的电压读数和 a_y 值可得知 i_c 的大小．随着 i_c 的增大，u_{sc3} 也随之加大，当达到 $E_W + U_D + U_{be}$ 时，T_4 导通，迫使 T_1 基极电位下降，将 i_c 限定在安全值之下，起了保护输出级的作用．示波器的水平输入取自与被测管集-射极并联的电位器 R_{W4}，故示波器水平输入信号 u_x 与 u_{ce} 成正比，调节电位器 R_{W4} 可改变水平刻度，此刻度取为 1 V/cm，即水平方向每厘米代表 U_{ce} 1 V．最大集-射电压由 R_{W2} 限定．

与锯齿波同步的、由 A_1 输出的脉冲电压用来触发 T_5 和 T_6 组成的射极耦合触发器．由图 7-36(b) 的波形图可知，在扫描期，A_1 输出为低电位，它差不多等于放大器的负向饱和电压，使 D_3 和 T_5 截止，T_6 饱和，故计数器的计数输入端"cp"为低电平；在复位期，A_1 输出以正脉冲的形式经 D_3 使触发器翻转，于是计数器获得一个计数脉冲，可见每秒计数

脉冲的数目与锯齿波的扫描频率相等．计数器是一位二-十进制计数器，按 8421 编码．每扫描一次，它的输出加一，到十又开始第二次循环，故可显示十条一组的曲线族．电阻网络由四个组合电阻组成，由计数器的最低输出位 Q_1 到公共端 a 之间的组合电阻为 R_1，由次低位 Q_2 到 a 之间的组合电阻为 R_2，由次高位 Q_3 到 a 为 R_3，由最高位 Q_4 到 a 为 R_4，则阶梯电压 u_a 可表示成

$$u_a = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} E_d + \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} E_g \tag{9-59}$$

式中，E_d 和 E_g 分别为计数器输出低电平和输出高电平，这里，$E_d < 0.8\text{V}$，$E_g > 2\text{V}$．R_{11} 和 R_{12} 与计数器输出状态以及 R_1，R_2，R_3，R_4 有关，可按表 9-1 查出．在 $E_d \approx 0$ 时，结合表 9-1，由式(9-59)不难看出 u_a 的阶梯变化性质．

表 9-1　R_{11} 和 R_{12} 参数表

计数器状态				R_{11}	R_{12}
Q_4	Q_3	Q_2	Q_1		
0	0	0	0	$u_a = E_d$	$u_a = E_d$
0	0	0	1	R_1	$R_2 // R_3 // R_4$
0	0	1	0	R_2	$R_1 // R_3 // R_4$
0	0	1	1	$R_1 // R_2$	$R_3 // R_4$
0	1	0	0	R_3	$R_1 // R_2 // R_4$
0	1	0	1	$R_1 // R_3$	$R_2 // R_4$
0	1	1	0	$R_2 // R_3$	$R_1 // R_4$
0	1	1	1	$R_1 // R_2 // R_3$	R_4
1	0	0	0	R_4	$R_1 // R_2 // R_3$
1	0	0	1	$R_1 // R_4$	$R_2 // R_3$

在测量 NPN 晶体管时，阶梯电压 u_a 加到运算放大器 A_4 的同相端，差动积分运算放大器 A_4 的输出电流，即被测管的基极电流 i_b 通过 R_5，R_{W5} 和差动运算放大器 A_5 形成电流串联负反馈，送回差动积分器 A_4 的反相端．显然，由式(5-96)和电路的具体参数值，不难得到运算放大器 A_5 的输出电压为

$$u_{sc5} = 3(R_5 + a_{W5} R_{W5}) i_b$$

A_4 和 A_5 组成的电压-电流变换器的短暂动态过程一旦结束，变换器就达到定态，这时，阶梯电压 u_a 与 u_{sc5} 相等

$$u_a = u_{sc5} = 3(R_5 + a_{W5} R_{W5}) i_b$$

由此得

$$i_b = \frac{u_a}{3(R_5 + a_{W5} R_{W5})} \tag{9-60}$$

可见 i_b 与 u_a 成正比，i_b 也作阶梯变化．u_a 的大小可由组合电阻网络中的四只 25 kΩ 的电位器来调节，i_b 与 u_a 之间的比例系数，可通过电位器 R_{W5} 的动端位置调节，这些校验工作可将开关 K_2 置于观察基极电流图象位置进行，并充分利用开关 K_4 提供的单根特性显示的优点．

习　　题

题 9-9 利用图 9-29(b) 的电路测量一未知电容，已知 $de_i/dt = 60\ \text{V/sec}$，示波器读数为 $-6\ \text{V}$；测量另一电容时，$de_i/dt = 300\ \text{V/sec}$，读数为 $-3\ \text{V}$，试计算这两个未知电容的电容量.

题 9-10 在图 9-30 中，将两只相等的电阻分别并联在差动电容器 C_{f1} 和 C_{f2} 上，试证明关系式(9-45)仍然成立.

题 9-11 在图 9-33 中，当场效应管 T_1 和 T_2 的通导电阻相等时，在满足式(9-54)的条件下，试证明图(b)右侧电路是一个精密反相器.

题 9-12 分析图 9-34 中的选频放大器 A_3 的选频放大原理，计算被选频的频率值以及在该频率下的闭环增益.

题 9-13 按图 9-38 所示参数，若运算放大器的最大输出电压范围为 ±10 V，试求：

（1）R_t 从 10 kΩ 调到 25 kΩ 时，锯齿波的振荡频率变化范围和峰-峰值；

（2）被测管能达到的最大集电极工作电流；

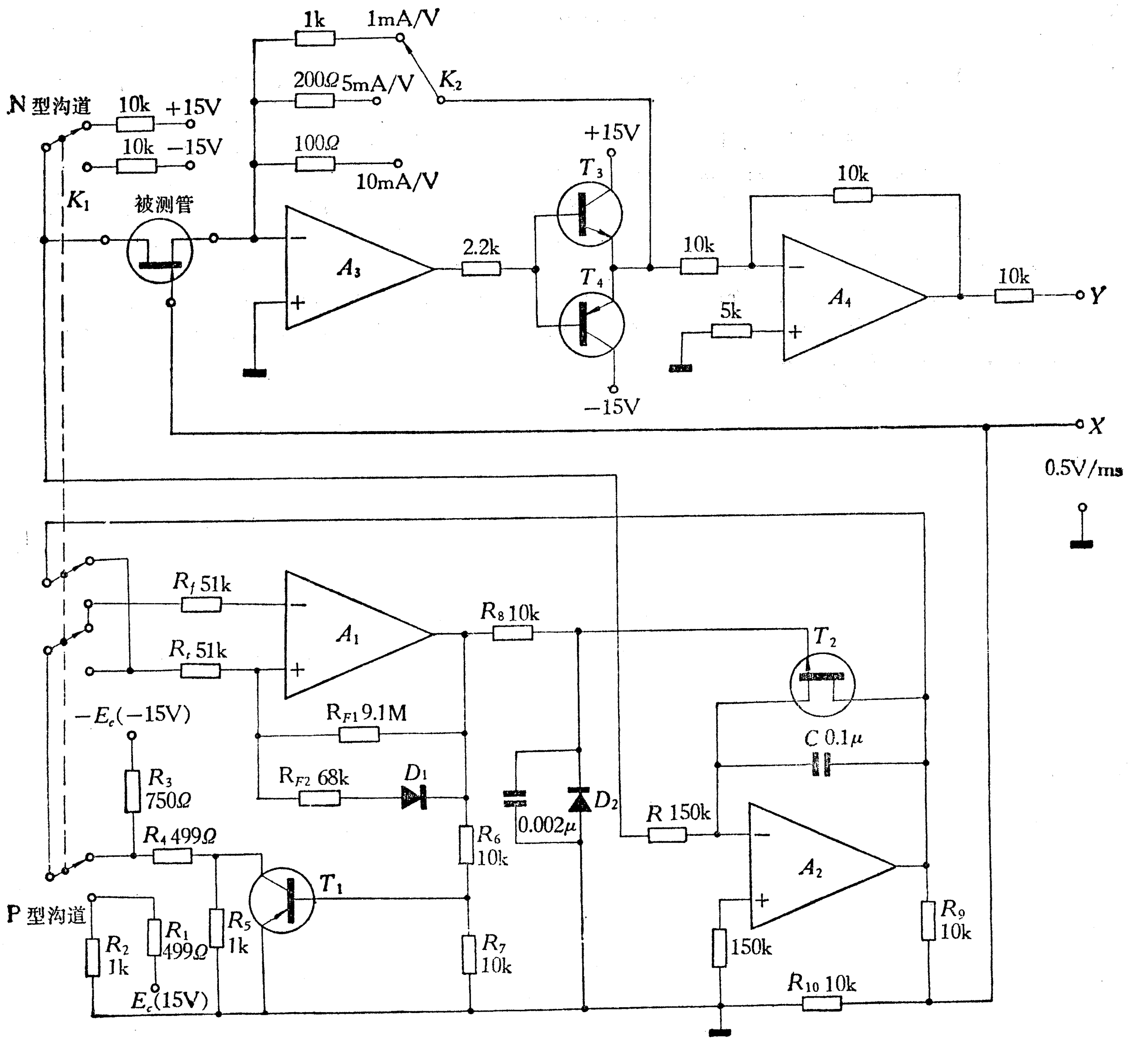


图 9-39　题 9-14 电路

(3) 被测管能达到的最大集电极工作电压；

(4) 最大限流值；

(5) 分析测试 PNP 管时的工作原理与测试 NPN 有何差别？

(6) 分析单条显示特性曲线的工作过程.

题 9-14 图 9-39 是场效应管转移特性测试电路，图中 A_1—A_4 均为通用集成运算放大器，试求：

(1) A_3 和 A_4 能将被测管的 i_D 变换为电压并作为垂直输入信号，分析它们的工作原理和 K_2，T_3，T_4 的作用；

(2) A_1 和 A_2 组成压-频变换器产生水平扫描信号，测N沟道管子时，扫描电压范围为 −10—0V，测P型管时为 0—10V，扫描速度为 0.5 V/ms. 试分析它们的工作原理，利用图示参数检验上述各值.

参 考 文 献

[1] Models 4411 and 4412 4½ Digit Panel Instrument, Data Technology Corp., (USA).

[2] Gilbert, B. Novel technique for r.m.s.-d.c. coversion based on the difference of squares. *Electron. Lett.*, 1975, Vol. 11, No. 8, pp. 181—182.

[3] Clayton, G. B., Experiments with Operational Amplifiers, Macmillan, 1975, pp. 71—74, pp. 61—63.

[4] Kaplan, B. Z., Sagy, Y. and Jacobson, D. M., New method of continuously measuring differential capacitance changes, *Electron. Lett.*, 1975, Vol. 11, No. 5, pp. 333—334.

[5] Blair, D. P. and Sydenham, P. H., Phase sensitive detection as a means to recover signals buried in noise, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 1975, Vol. 8, No. 8, pp. 621—627.

[6] Sthanapati, J., Ghoshal, A. K., Dey, D. K., Pal. A. K. and Bhattacharyya, S. N., An inexpensive phase sensitive detector system for wide-line NMR/ESR instrumentation, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 1977, Vol. 10, No. 1, pp. 26—27.

[7] Thomas, R., Digital power factor meter, *Eectron. Engng.*, 1976, Vol. 48, No. 584, p. 33.

[8] Jürgen Wagner, Kennlinienschreiber für NPN-und-PNP-Halbleiterbauelemente, *Elektronik*, 1976. Band 25, Nr. 7, S. 56—58.

第十章　有源校正和调节器

在反馈控制系统中，校正装置和调节器是保证系统性能指标的重要部件．除了 RC 无源四端网络外，由运算放大器和 RC 网络组成的有源网络也已广泛作为校正装置．因为由运算放大器组成的有源校正装置，既能提供一定的增益，又能起隔离作用，所以作为反馈控制系统的串联校正装置特别适合．目前已成为系列产品的比例-积分调节器（简称 PI 调节器），比例-微分调节器（简称 PD 调节器），比例-积分-微分调节器（简称 PID 调节器），由于它们的性能参数有宽广的调节范围，对简化控制系统的设计、调试和参数整定提供了很大的方便，因此在各种工业自动调节系统中应用十分广泛．本章将重点介绍这类常用的有源校正装置，此外，对某些特种调节器也作了简略的介绍．

第一节　比例-积分校正

一、基本特性

比例-积分校正电路又叫比例-积分调节器，由于它的输出信号的相位落后于输入信号，因此，在工程上又叫做滞后校正电路．它的输出-输入的基本关系为

$$u_{sc}(t)=K_P u_{sr}(t)+\frac{K_P}{\tau_I}\int_0^t u_{sr}(t)dt \tag{10-1}$$

所以，它的传递函数为

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=\frac{K_P(1+\tau_I s)}{\tau_I s} \tag{10-2}$$

式中，K_P 为比例增益，τ_I 为积分时间．上式表明，比例-积分校正电路的输出信号不仅与

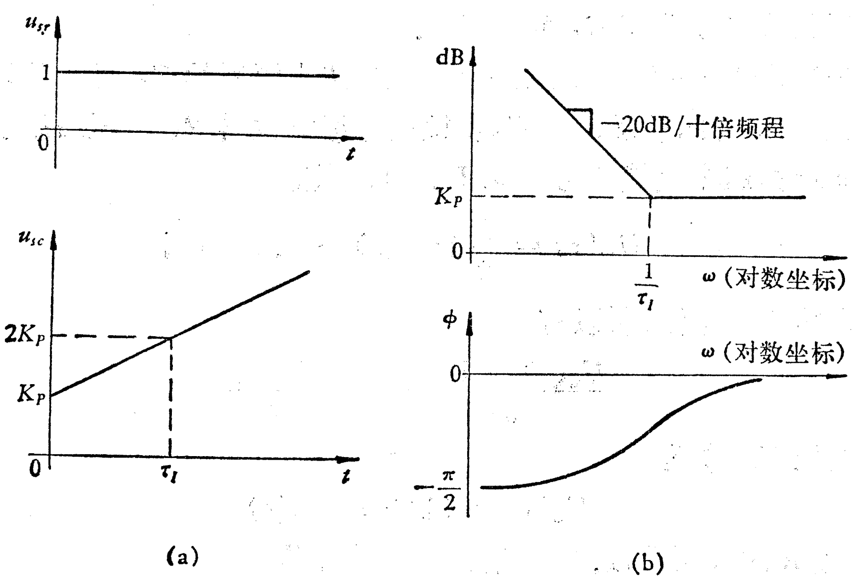


图 10-1　比例-积分校正的基本特性
(a) 单位阶跃响应；(b) 频率特性．

输入信号成正比，而且与输入信号对时间的积分成正比．在实际应用中，K_P 和 τ_I 都应当是可调的．在参数调节时，改变积分时间 τ_I 仅调节了积分控制作用，改变比例增益 K_P 将同时影响比例和积分的控制作用．

比例-积分校正电路的单位阶跃响应和频率特性可由式(10-1)或(10-2)导出，它们分别示于图 10-1 的(a)和(b)中，从这两个特性上，可直接读取它的两个基本参数 K_P 和 τ_I，所以由实验法求取这些特性时，同时也能得知这两个参数的大小．

由图 10-1 的特性可以看出，比例-积分校正的输出比输入滞后，在低频段，它的增益高，有利于降低定态误差，甚至使系统变为无静差调节系统；在高频段，它的增益低，能在高频段造成增益衰减，使系统获得充分的相位储备．不足之处是使系统的剪切频率变小，对系统的响应速度不利．所以，当原有系统具有满意的瞬态响应特性，但稳态特性较差时，可采用比例-积分校正电路作为串联校正装置，以提高控制系统的定态精度．

二、比例-积分校正电路

1. 基本电路

实际比例-积分校正电路不仅要求 K_P 和 τ_I 可调，而且 τ_I 取值很大，显然基本电路应能满足这些要求．图 10-2 是三种常用的基本校正电路．

图 10-2(a) 的比例-积分校正电路具有反相结构，因为

$$Z_f(s) = R_f$$

$$Z_F(s) = R_F + \frac{1}{C_F s}$$

故据式(5-10)，得

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = -\frac{R_F}{R_f}\frac{1 + R_F C_F s}{R_F C_F s}$$

可见

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{R_F}{R_f} \\ \tau_I = R_F C_F \end{cases} \tag{10-3}$$

这样，改变 R_f 可调节 K_P，改变 C_F 可调节 τ_I．

R_f 是图 10-2(a)电路的输入电阻，常有限定，使比例增益 K_P 调节不灵活．这时，可用图(b)电路．这个电路有两条反馈通路，反馈信号经电位器 R_W 分压后取出．当电位器 R_W 的分压系数为 a_W 时，这个反馈信号为 $a_W U_{sc}(s)$，所以有

$$U_-(s) = \frac{1}{2}[U_{sr}(s) + a_W U_{sc}(s)]$$

因为放大器输入端不取电流，所以有

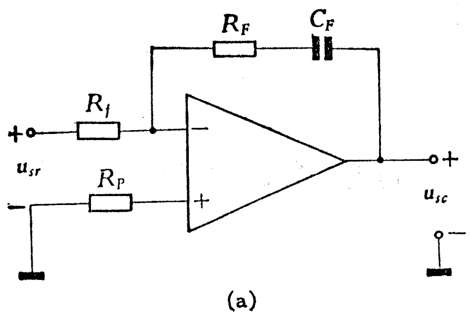
$$\frac{U_C(s) - U_+(s)}{aR} = \frac{U_+(s)}{R}$$

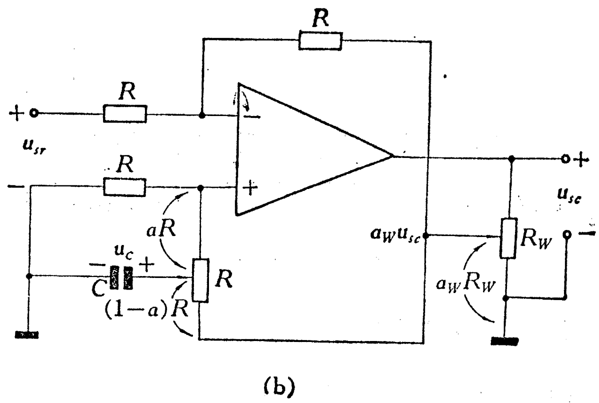
故电容 C 两端电压 $U_C(s)$ 为

$$U_C(s) = (1 + a)U_+(s)$$

式中，a 为电位器 R 的分压系数．据结点电流定律，得

$$\frac{a_W U_{sc}(s) - U_C(s)}{(1-a)R} = \frac{U_+(s)}{R} + CsU_C(s)$$





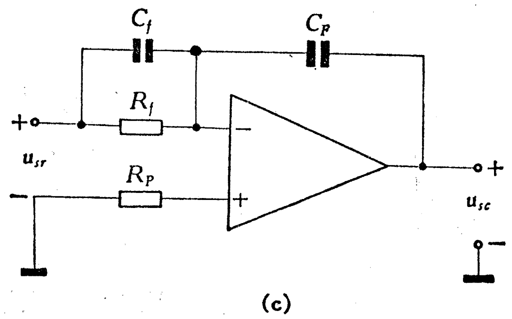


图 10-2 比例-积分校正电路

考虑到 $U_+(s)=U_-(s)$，解上列方程，得

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=-\frac{1}{a_W}\frac{1+\frac{1}{2}(1-a^2)RCs}{\frac{1}{2}(1-a^2)RCs}$$

可见

$$\begin{cases} K_P=-\dfrac{1}{a_W} \\ \tau_I=\dfrac{1}{2}(1-a^2)RC \end{cases} \tag{10-4}$$

这样，改变 a_W 和 a 就能分别独立地调节 K_P 和 τ_I，使参数调节非常方便，不过电路复杂了.

图 10-2(c) 是另一种实现比例-积分调节功能的电路，它的灵活性很大，适当增加一些元件，就能扩展电路原有的功能，所以在工业自动调节器中应用十分广泛. 这个电路仍具有反相结构，它的

$$Z_f(s)=\frac{R_f}{1+R_fC_fs}$$

$$Z_F(s)=\frac{1}{C_Fs}$$

代入式(5-10)，得

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=-\frac{C_f}{C_F}\frac{1+R_fC_fs}{R_fC_fs} \tag{10-5}$$

可见

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{C_f}{C_F} \\ \tau_I = R_f C_f \end{cases} \tag{10-6}$$

这样，改变 C_F 可调节 K_P，改变 R_f 可调节 τ_I.

根据自动调节系统对比例-积分校正电路的要求，利用式(10-3)，(10-4)和(10-6)，可选定相应电路的元件参数值.

2. 功能扩展

(1) 给定值作用的延缓

在自动调节系统中，比例-积分校正电路用于对被调量和给定值的误差信号进行比例和积分运算，因为运算放大器有求和的功能，所以在图 10-2(c) 的基础上，增加一条输入回路，将给定信号 E_j 作为它的输入信号，就能实现上述任务，电路如图 10-3 所示.

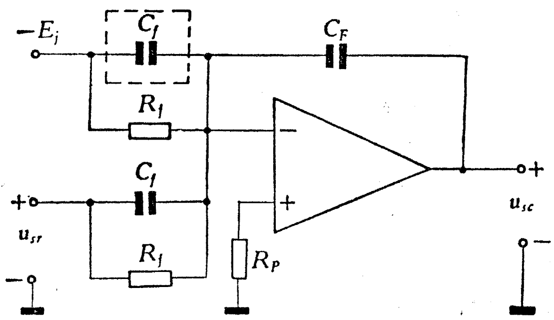


图 10-3 给定值作用的延缓

不难证明，图 10-3 电路能对被调量 u_{sr} 与给定值 E_j 之差实现比例-积分运算．当给定值突变时，输出也有突变，可能引起非单调的调节过程，这常常是不希望的．在修改给定值时，通常希望系统的过渡过程是单调的，为此，给定值的作用应适当延缓．也就是说给定值是突变的，但其作用是延缓的．如果我们将给定值回路中的带虚框的电容拿掉，使校正电路不对给定值进行比例运算，只保留积分运算，则在修改给定值时，就不会引起校正电路的输出信号突变，从而获得单调的调节过程．由于积分作用仍然存在，故在定态时，被调量仍能等于给定值.

实际上，当把虚框中的电容取走后，不难证明，电路的输出-输入关系为

$$u_{sc}(t) = -\frac{C_f}{C_F}\left\{u_{sr}(t) + \frac{1}{R_f C_f}\int_0^t [u_{sr}(t) - E_j]dt\right\} \tag{10-7}$$

可见，给定值仅出现在积分项里，电路的输出不会立刻反映给定值的任何突变，但定态时，$u_{sr}(\infty) = E_j$ 仍然成立.

(2) 交流干扰信号的抑制

在自动调节系统中，来自变换器的被调信号有时夹带有交流干扰，若让它通过校正电路传到执行机构，则十分不利．为此，可在图 10-2(c) 的输入回路中增加一只电阻，使校正电路除了完成比例-积分运算外，还具有低通滤波特性，从而滤掉交流干扰，电路如图 10-4 所示.

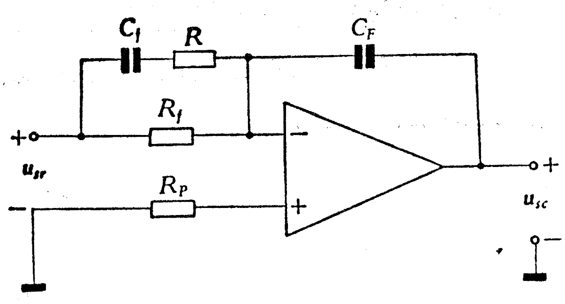


图 10-4 交流干扰信号的抑制

根据反相运算放大器的工作原理，可以证明，图 10-4 电路的传递函数为

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = -\frac{C_f}{C_F}\left[\frac{1 + (R_f + R)C_f s}{R_f C_f s}\right]\frac{1}{1 + RC_f s} \tag{10-8}$$

由式(10-8)可以看出，电路除具有比例-积分调节作用外，还多了一节惯性环节，它具有低通滤波性能，只要使 $1/RC_f$ 小于交流干扰的角频率，就可以基本上消除交流干扰对执行机构的不利影响.

三、其他形式的比例-积分校正电路

(1) 开环增益的影响

由图 10-1(b) 或式(10-2)可知，比例-积分校正电路的直流增益为无穷大，所以在理论上，它能使定态偏差为零，使系统成为无静差调节系统，但实际上由于运算放大器的开环增益有限，实际比例-积分校正电路的直流增益不可能为无穷大. 因此，在考虑了放大器直流开环增益的影响后，图 10-2 中各电路的传递函数将由下列关系式描述

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = K_P K_I \frac{1+\tau_I s}{1+K_I \tau_I s} \tag{10-9}$$

式中，K_P 为比例增益，K_I 为积分增益，τ_I 仍为积分时间.

以图 10-2(c) 的电路为例，当考虑运算放大器直流开环增益 K_0 的影响时，利用推导关系式(5-45)和(5-46)的方法，可求得

$$K'_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = -K_0 \frac{1+R_f C_f s}{1+\left[1+(1+K_0)\dfrac{C_F}{C_f}\right] R_f C_f s}$$

因为 $K_0 \gg 1$，且总有 $K_0 C_F / C_f \gg 1$，上式可简化为

$$K'_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} \approx -K_0 \frac{1+R_f C_f s}{1+K_0 \dfrac{C_F}{C_f} R_f C_f s} \tag{10-10}$$

与式(10-9)相比可知，图 10-2(c) 电路的相应参数值为

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{C_f}{C_F} \\ K_I = K_0 \dfrac{C_F}{C_f} \\ \tau_I = R_f C_f \end{cases} \tag{10-11}$$

当积分增益 K_I 很大时，式(10-10)右边分母中的一可略去不计，这时式(10-10)就与式(10-5)完全一样了. 可见，积分增益 K_I 是运算放大器直流开环增益影响的量度.

与式(10-9)对应的频率特性如图 10-5 所示，将它和图 10-1(b) 相比可知，两者在主要频段上的特性基本相同，所以都能实现比例-积分运算，主要差别表现在低频段，前者直流增益很高，但相位滞后较大；后者相反，相位滞后较小，但直流增益偏低，各有优缺点. 因此，有时还人为地压低直流增益，以获得所希望的特性.

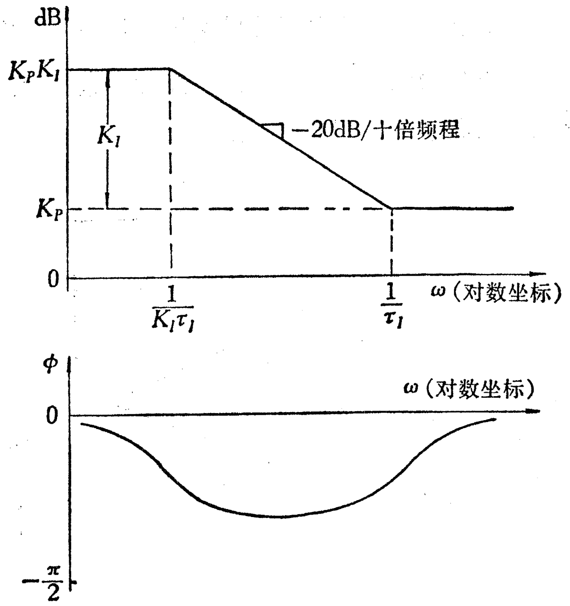
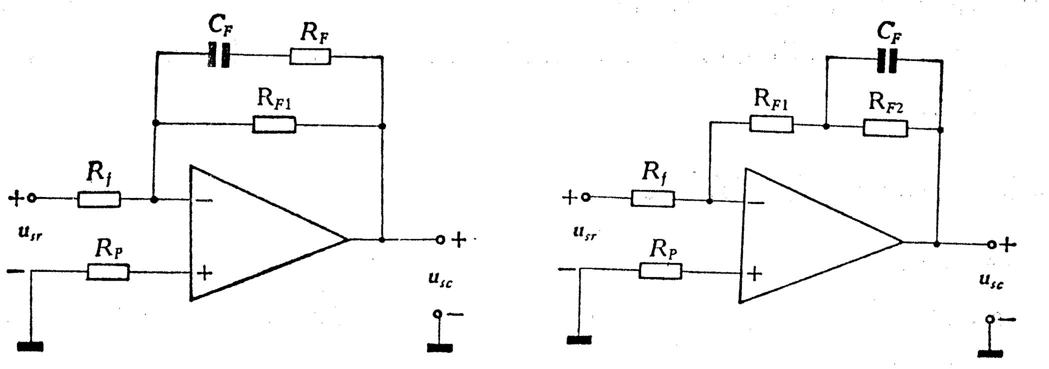


图 10-5　实际比例-积分校正电路的频率特性

(2) 实用电路



(a) (b)

图 10-6 反相型比例-积分校正电路

图 10-6 是两个反相型校正电路，根据反相运算放大器的工作原理，可以证明，它们的传递函数都具有式(10-9)的形式.

对于图 10-6(a) 的电路，它的三个参数为

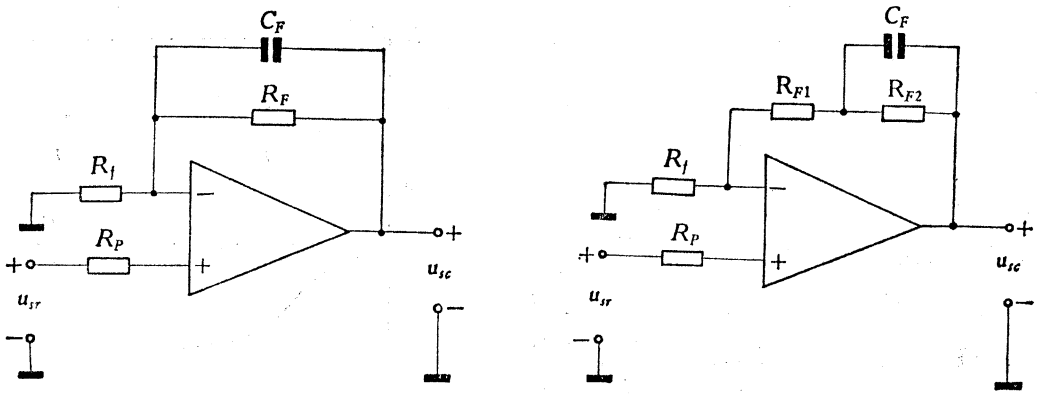
$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{R_{F1}/R_f}{1+(R_{F1}/R_F)} = -\dfrac{R_F /\!/ R_{F1}}{R_f} \\ K_I = 1 + \dfrac{R_{F1}}{R_F} \\ \tau_I = R_F C_F \end{cases} \tag{10-12}$$

对于图(b)的电路，有

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{R_{F1}}{R_f} \\ K_I = 1 + \dfrac{R_{F2}}{R_{F1}} \\ \tau_I = \dfrac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F1}+R_{F2}} C_F \end{cases} \tag{10-13}$$

反相型校正电路的缺点是输入电阻 R_f 通常有限定，不能太大.

当校正装置要求输出信号与输入信号同相时，或者要求输入阻抗很高时，可用同相型校正电路，如图 10-7 所示.



(a) (b)

图 10-7 同相型比例-积分校正电路

根据同相运算放大器的工作原理，可以证明，图 10-7 的两个电路的传递函数同样具有式(10-9)的形式. 对图(a)的电路，它的三个参数为

$$\begin{cases} K_P = 1 \\ K_I = 1 + \dfrac{R_F}{R_f} \\ \tau_I = \dfrac{R_f R_F}{R_f + R_F} C_F \end{cases} \tag{10-14}$$

对图(b)电路，有

$$\begin{cases} K_P = 1 + \dfrac{R_{F1}}{R_f} \\ K_I = 1 + \dfrac{R_{F2}}{R_f + R_{F1}} \\ \tau_I = \dfrac{R_{F2}(R_f + R_{F1})}{R_f + R_{F1} + R_{F2}} C_F \end{cases} \tag{10-15}$$

同相型校正电路的缺点是放大器输入端有共模输入电压，故应注意放大器共模输入范围的选择。

有了上述不同形式的比例-积分校正电路，就可根据系统的要求和节省组件的原则，适当选择某种电路，再由式(10-3)，(10-4)，(10-6)和式(10-12)至(10-15)算出所需元件的参数。

习　　题

题 10-1　在图 10-2(c) 中，若 $C_f = C_F = 10\ \mu F$，$R_f = 10\ M\Omega$，试选 R_P，并计算 K_P 和 τ_I 值。

题 10-2　设计一个 $K_P = 10$，$\tau_I = 1$ 分的比例-积分校正电路。

题 10-3　在图 10-4 中，若 $R_f = 20\ k\Omega$，$R = 0.5\ k\Omega$，$C_f = 15\ \mu F$，$C_F = 5\ \mu F$，试求：

(1) 证明关系式(10-8)；

(2) 求该电路的性能参数；

(3) 它能抑制的交流干扰的频率范围是多少？

题 10-4　在图 10-6(a) 中，若 $R_f = 20\ k\Omega$，$R_{F1} = 1\ M\Omega$，$R_F = 10\ k\Omega$，$C_F = 10\ \mu F$，试求该电路的性能参数，并按此参数设计一个同相型校正电路.

题 10-5　在关系式(10-12)至(10-15)中，任选一个加以证明。

第二节　比例-微分校正

一、基本特性

比例-微分校正电路又叫比例-微分调节器，由于它的输出信号的相位比输入信号超前，因此，在工程上又叫做超前校正电路．它的输出-输入的基本关系为

$$u_{sc}(t) = K_P u_{sr}(t) + K_P \tau_D \frac{du_{sr}(t)}{dt} \tag{10-16}$$

所以，传递函数为

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = K_P(1 + \tau_D s) \tag{10-17}$$

式中，K_P 为比例增益，τ_D 为微分时间．上式表明，比例-微分校正电路的输出信号不仅与输入信号成正比，也与输入信号对时间的微分成正比。

比例-微分校正电路的单位斜坡响应和频率特性可由式(10-16)或(10-17)导出，它们分别示于图10-8的(a)和(b)中，从这两个特性上，也可直接读取它的两个基本参数K_P和τ_D。

由图10-8的特性可以看出，比例-微分校正的输出比输入超前，在低频段，它的增益低，在高频段，它的增益高，因此，当原有系统的相位滞后过大时，可采用比例-微分校正电路作为系统的串联校正装置，达到提高系统响应速度、减小超调量、提高相位储备的目的。

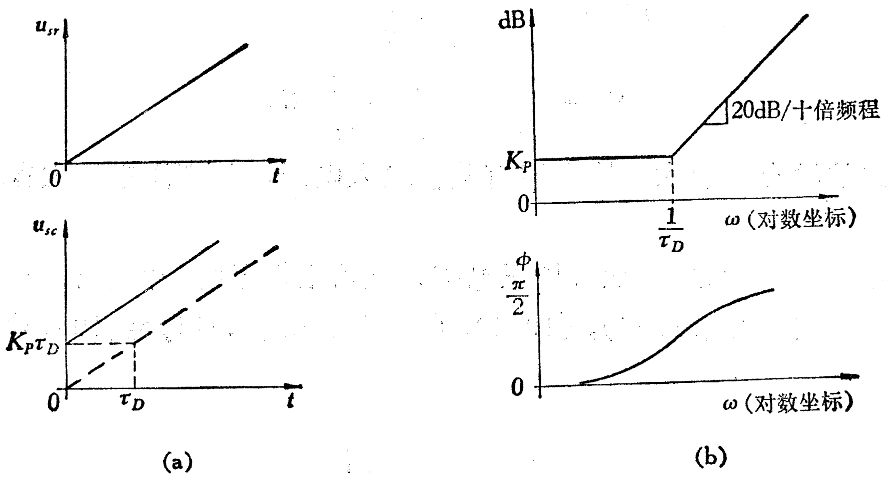


图 10-8　比例-微分校正电路的基本特性

(a) 单位斜坡响应；(b) 频率特性.

利用图10-9的电路就能实现式(10-17)的关系. 它具有反相结构，因为

$$Z_f(s) = \frac{R_f}{1 + R_f C_f s}$$

$$Z_F(s) = R_F$$

代入式(5-10)，得

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = -\frac{R_F}{R_f}(1 + R_f C_f s)$$

可见

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{R_F}{R_f} \\ \tau_D = R_f C_f \end{cases} \tag{10-18}$$

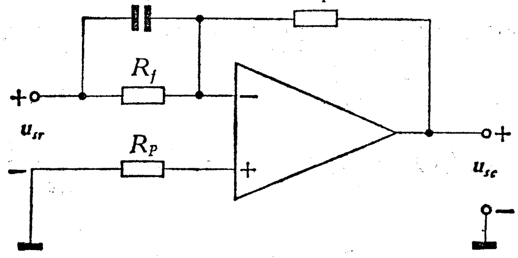


图 10-9　原理性比例-微分校正电路

按式(10-17)组成的比例-微分校正电路的主要缺点是它的高频噪声过大，实际应用时，必须对高频端的增益加以适当限制.

二、比例-微分校正电路

1. 特性改进

为了克服高频噪声，可采用第五章第五节中对原理性微分运算放大器的补偿方法，将高频端的增益压低，常用的一种传递函数形式为

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=K_P\frac{1+\tau_D s}{1+\frac{\tau_D}{K_D}s} \tag{10-19}$$

式中，K_P 为比例增益，K_D 为微分增益，τ_D 与式(10-17)一样，为微分时间.

图 10-10(a) 是与式(10-19)相应的频率特性. 将它与图 10-8(b) 相比可知，两者在主要频段上的特性基本相同，所以都能实现比例-微分运算. 主要差别表现在高频段，改进后的比例-微分校正特性的幅频特性在高频端变平坦，有利于抑制高频噪声，但微分校正的超前相角降低了. 频率特性上注出了有关参数，故可从频率特性上直接读取它们.

改进后的比例-微分校正电路的单位阶跃响应可由式(10-19)求得. 因为单位阶跃输入电压的拉普拉斯变换为 $U_{sr}(s)=1/s$，由式(10-19)，有

$$U_{sc}(s)=K_P\frac{1+\tau_D s}{1+\frac{\tau_D}{K_D}s}\frac{1}{s}$$

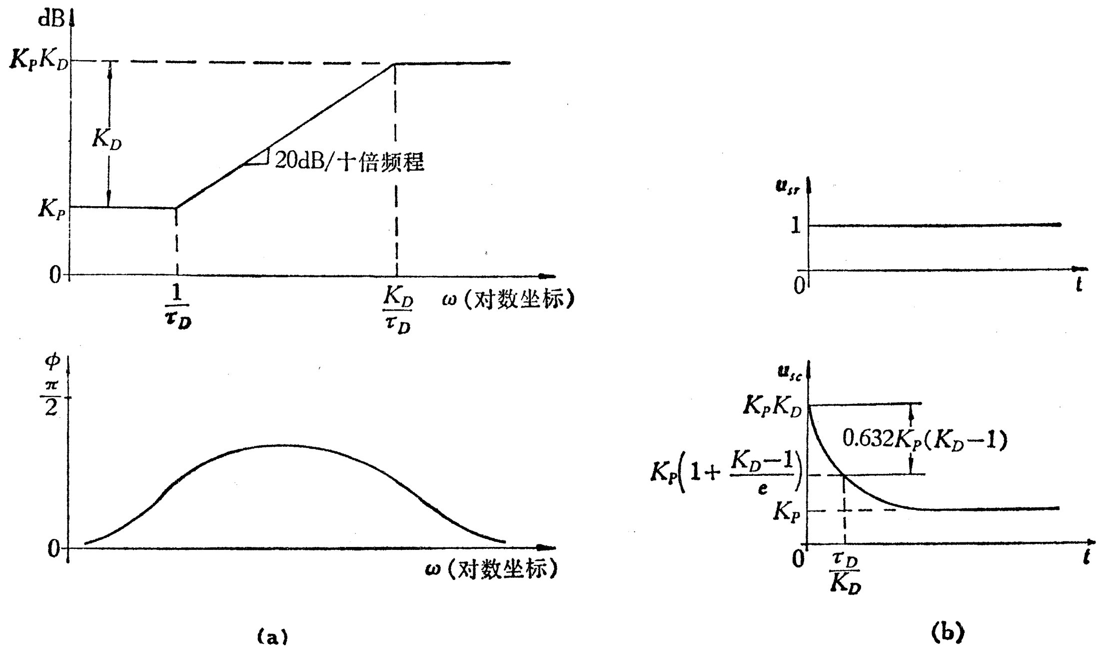


图 10-10 比例-微分校正电路的特性

(a) 频率特性；(b) 单位阶跃响应.

上方程的拉普拉斯反变换是

$$u_{sc}(t)=K_P\left[1+(K_D-1)e^{-\frac{K_D}{\tau_D}t}\right] \tag{10-20}$$

上式就是比例-微分校正电路的单位阶跃响应，特性如图 10-10(b) 所示. 利用这个响应特性，通过实验可求得校正电路的三个性能参数. 在几个特定时刻，由式(10-20)可得

$$当\quad t=0,\qquad u_{sc}(0)=K_PK_D$$

$$当\quad t=\infty,\qquad u_{sc}(\infty)=K_P$$

$$当\quad t=\frac{\tau_D}{K_D},\qquad u_{sc}\left(\frac{\tau_D}{K_D}\right)=K_P\left(1+\frac{K_D-1}{e}\right)$$

由上列各特定值可得

$$\frac{u_{sc}(0)-u_{sc}\left(\frac{\tau_D}{K_D}\right)}{u_{sc}(0)-u_{sc}(\infty)}=\frac{K_PK_D-K_P\left(1+\frac{K_D-1}{e}\right)}{K_PK_D-K_P}=1-\frac{1}{e}\approx 0.632 \qquad (10\text{-}21)$$

上述结果已直接标注在图 10-10(b) 中，利用它，可由实验法求得有关参数.

2. 反相型比例-微分校正电路

图 10-11 是两个反相型比例-微分校正电路. 对图(a)电路，有

$$Z_f(s)=\frac{R_{f1}(1+R_fC_fs)}{1+(R_{f1}+R_f)C_fs}$$

$$Z_F(s)=R_F$$

代入式(5-10)，得

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=-\frac{R_F}{R_{f1}}\frac{1+\left(1+\frac{R_{f1}}{R_f}\right)R_fC_fs}{1+R_fC_fs}$$

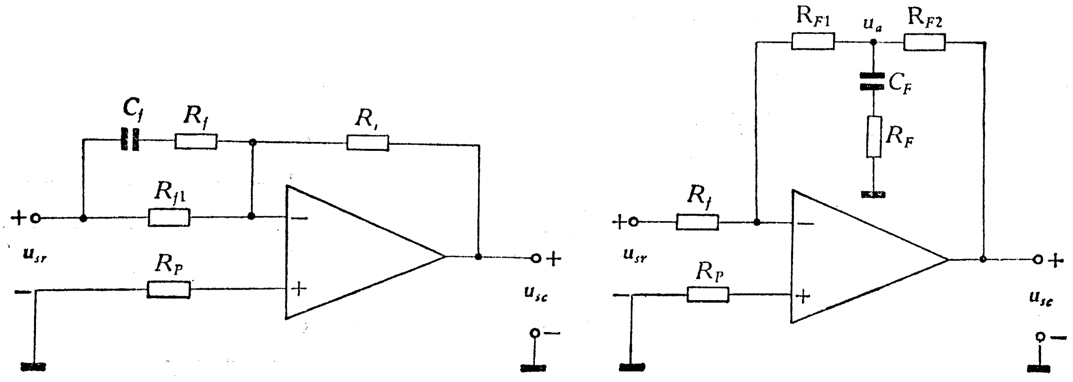


图 10-11 反相型比例-微分校正电路

可见

$$\begin{cases} K_P=-\dfrac{R_F}{R_{f1}} \\ K_D=1+\dfrac{R_{f1}}{R_f} \\ \tau_D=\left(1+\dfrac{R_{f1}}{R_f}\right)R_fC_f \end{cases} \qquad (10\text{-}22)$$

对图 10-11(b) 的电路，考虑到反相端电位为“虚地”，对反馈回路中的两个结点列写结点电流方程，得

$$\frac{U_{sr}(s)}{R_f}=-\frac{U_a(s)}{R_{F1}}$$

$$-\frac{U_a(s)}{R_{F1}}=\frac{U_a(s)-U_{sc}(s)}{R_{F2}}+\frac{U_a(s)}{R_F+\dfrac{1}{C_F s}}$$

解上列方程，就得到了式(10-19)的传递函数形式，其中

$$\begin{cases}K_P=-\dfrac{R_{F1}+R_{F2}}{R_f}\\K_D=1+\dfrac{R_{F1}/\!/R_{F2}}{R_F}\\\tau_D=\left(1+\dfrac{R_{F1}/\!/R_{F2}}{R_F}\right)R_F C_F\end{cases}\tag{10-23}$$

3. 同相型比例-微分校正电路

比例-微分校正电路的传递函数 (10-19) 也可由同相型电路实现，如图 10-12 所示。按图 10-11(b) 的推演方法，可得图 10-12(a) 电路的三个参数为

$$\begin{cases}K_P=1+\dfrac{R_{F1}+R_{F2}}{R_f}\\K_D=1+\dfrac{R_{F2}(R_f+R_{F1})}{R_F(R_f+R_{F1}+R_{F2})}\\\tau_D=\left[1+\dfrac{R_{F2}(R_f+R_{F1})}{R_F(R_f+R_{F1}+R_{F2})}\right]R_F C_F\end{cases}\tag{10-24}$$

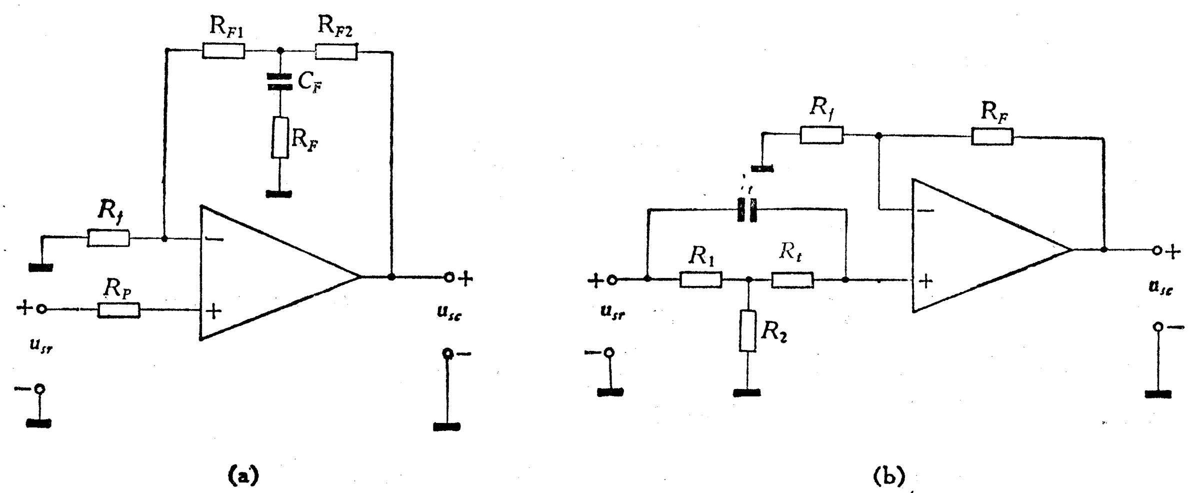


图 10-12 同相型比例-微分校正电路

除了把无源 RC 网络置于运算放大器反馈回路中来组成有源校正电路外，也可将两者串联起来组成有源校正电路. 这时，运算放大器接成同相比例放大器或电压跟随器起缓冲作用，电路如图 10-12(b) 所示. 图中，运算放大器工作于同相比例运算状态，它的闭环增益可大于一，也可等于一，这里是大于一的情况. 由于同相端输入阻抗极大，故在分析时，可先求出 RC 无源网络的传递函数，然后再乘以同相比例运算放大器的增益 $\left(1+\dfrac{R_F}{R_f}\right)$，就得到了整个电路的传递函数. 按此方法，不难发现，这个电路的传递函数形式与式(10-19)完全相同，它的三个参数为

$$\begin{cases} K_P = \left(1 + \dfrac{R_F}{R_f}\right) \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} \\ K_D = 1 + \dfrac{R_1}{R_2} \\ \tau_D = \left[\left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right) R_t + R_1\right] C_t \end{cases} \tag{10-25}$$

在实际应用中，若有 $R_t \gg R_1$，则上式可简化为

$$\begin{cases} K_P = \left(1 + \dfrac{R_F}{R_f}\right) \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} \\ K_D = 1 + \dfrac{R_1}{R_2} \\ \tau_D \approx \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right) R_t C_t \end{cases} \tag{10-26}$$

根据自动控制系统对比例-微分校正电路的要求，利用式(10-22)至(10-26)，可选定相应电路的元件参数值.

习　　题

题 10-6　在图 10-11(a)中，若 $R_{f1} = 20\ \mathrm{k}\Omega$，$R_f = 2\ \mathrm{k}\Omega$，$R_F = 100\ \mathrm{k}\Omega$，$C_f = 15\ \mu\mathrm{F}$，试求该电路的性能参数，并按此参数设计一个同相型比例-微分校正电路.

题 10-7　在图 10-12(b)中，若 $R_1 = 9\ \mathrm{k}\Omega$，$R_2 = 1\mathrm{k}\Omega$，$R_F/R_f = 0—250$，$C_t = 4\mu\mathrm{F}$，$R_t = 62\ \mathrm{k}\Omega—15\ \mathrm{M}\Omega$，试求该电路的微分增益 K_D 和比例增益 K_P，微分时间 τ_D 的调节范围.

题 10-8　证明式(10-24)的正确性.

第三节　比例-积分-微分校正

一、基本特性

比例-积分-微分校正电路又叫比例-积分-微分调节器，由于它的输出信号的相位在低频段落后于输入信号，而在高频段则领先于输入信号，因此，在工程上又叫做滞后-超前校正电路. 它的输出-输入的基本关系为

$$u_{sc}(t) = K_P\left[u_{sr}(t) + \frac{1}{\tau_I}\int_0^t u_{sr}(t)dt + \tau_D \frac{du_{sr}(t)}{dt}\right] \tag{10-27}$$

所以，它的传递函数为

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = K_P\left(1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s\right) \tag{10-28}$$

式中，K_P 为比例增益，τ_I 为积分时间，τ_D 为微分时间. 上式表明，比例-积分-微分校正电路的输出信号不仅与输入信号成正比，而且分别与输入信号对时间的积分和微分成正比.

比例-积分-微分校正电路的单位阶跃响应和频率特性可由式(10-27)或式(10-28)导出. 图 10-13(a)是它的单位阶跃响应特性. 当 τ_I 比 τ_D 大得多时，可得到图 10-13(b)的近似频率特性. 在这两个特性上，还标注了它的三个基本参数 K_P，τ_I 和 τ_D.

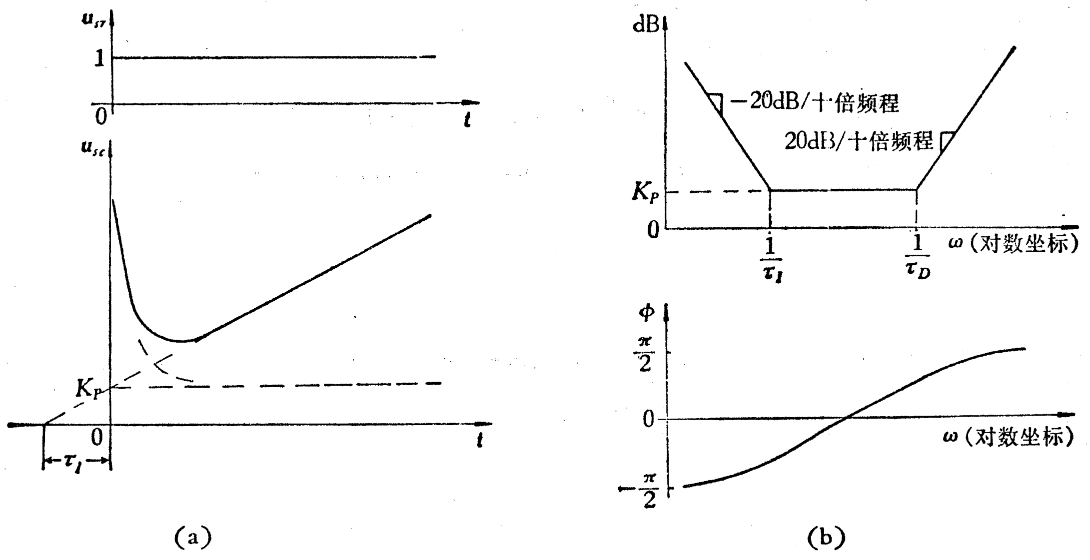


图 10-13 比例-积分-微分校正电路的基本特性

(a) 单位阶跃响应；(b) 频率特性.

由图 10-13 的特性可以看出，在低频段，比例-积分-微分校正电路的输出比输入滞后，低频增益高，在高频段，电路的输出比输入超前，高频增益也高．这样，它兼有着比例-积分和比例-微分两种校正电路的优点，它既能提高系统的稳定性和响应速度，也能减小系统的定态误差，所以在反馈控制系统中得到了非常广泛的应用．

利用图 10-14 的电路就能实现式(10-28)的关系．电路具有反相结构，它的

$$Z_f(s) = \frac{R_f}{1 + R_f C_f s}$$

$$Z_F(s) = R_F + \frac{1}{C_F s}$$

代入式(5-10)，得

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = -\left(\frac{R_F}{R_f} + \frac{C_f}{C_F}\right)\left[1 + \frac{1}{(R_f C_f + R_F C_F)s} + \frac{R_f R_F C_f C_F}{R_f C_f + R_F C_F}s\right] \tag{10-29}$$

可见

$$\begin{cases} K_P = -\left(\dfrac{R_F}{R_f} + \dfrac{C_f}{C_F}\right) \\ \tau_I = R_f C_f + R_F C_F \\ \tau_D = \dfrac{R_f R_F C_f C_F}{R_f C_f + R_F C_F} \end{cases} \tag{10-30}$$

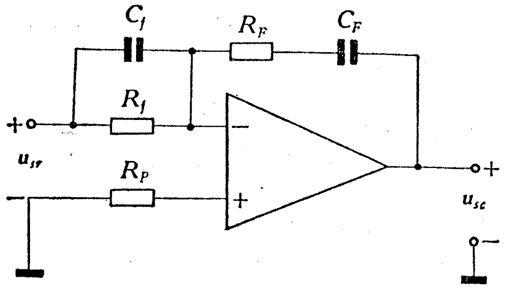


图 10-14 原理性比例-积分-微分校正电路

不难看出,图 10-14 电路是图 10-2(a) 和图 10-9 两个电路的自然发展.

按式(10-28)组成的比例-积分-微分校正电路的主要缺点是它的高频噪声过大,实际应用时,必须对高频端的增益加以适当限制. 此外,当考虑运算放大器的直流开环增益 K_0 的影响时,或者由于实际需要,直流增益也常常是有限制的.

二、比例-积分-微分校正电路

1. 高频噪声的抑制

为了解决高频噪声问题,可象式(10-19)那样,设法在原理性校正电路中引入一个极点,将高频端的幅频特性变平坦,这种校正方案的传递函数为

$$K_F(s)=\frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)}=K_P\frac{1+\dfrac{1}{\tau_I s}+\tau_D s}{1+\tau_2 s}$$

$$=K_P\frac{1+\tau_I s+\tau_I\tau_D s^2}{\tau_I s(1+\tau_2 s)} \tag{10-31}$$

式中, K_P, τ_I 和 τ_D 的含义与式(10-28)相同, τ_2 是新增加的极点的时间常数,它的值应满足

$$\tau_2<\tau_D$$

以便不影响校正电路的基本特性,又能抑制高频噪声,它的频率特性如图 10-15 所示. 图中注明了相应的参数,可由实际频率特性直接读取.

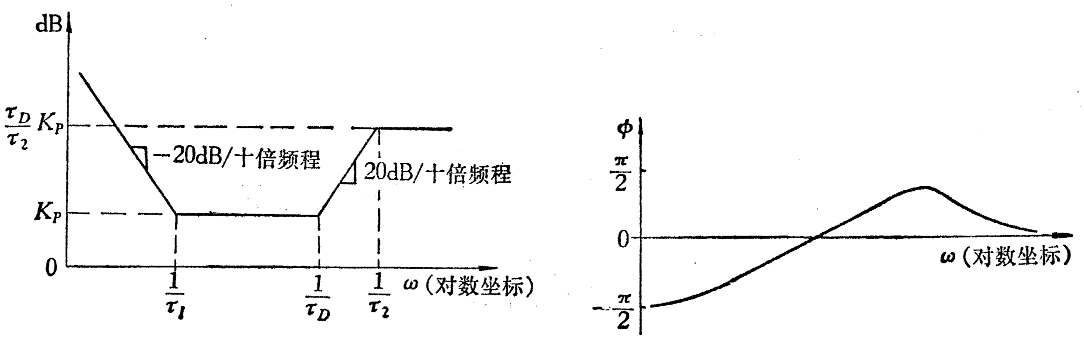


图 10-15 限定高频增益的频率特性

将图 10-15 和图 10-13(b) 相比可知,两者在主要频段上的特性基本相同,故校正作用也基本相同,仅高频段有差异,式(10-31)是以牺牲一定的超前相角为代价,以便抑制高频噪声.

图 10-16 是两个实现式(10-31)关系的基本电路,其中图(a)是图10-11(a)和图 10-14 两个电路的结合,它具有反相结构,因为

$$Z_f(s)=\frac{R_{f1}(1+R_fC_fs)}{1+(R_f+R_{f1})C_fs}$$

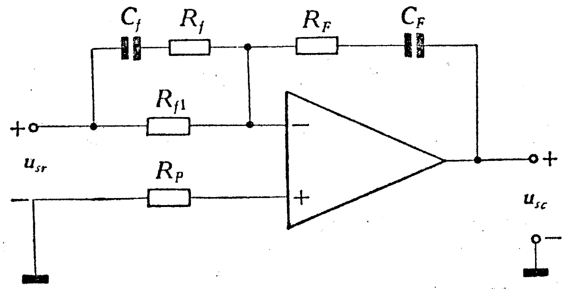
$$Z_F(s)=R_F+\frac{1}{C_Fs}$$

代入式(5-10),整理后,就能得到与式(10-31)完全相同的形式,其中

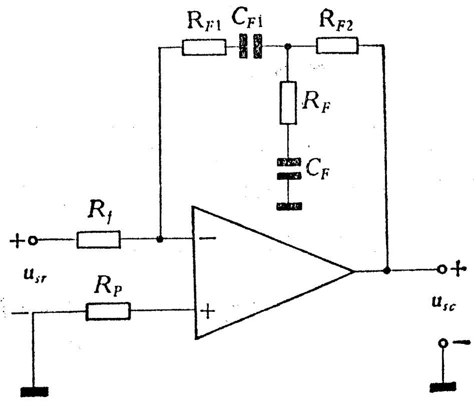
$$\begin{cases} K_P = -\left[\dfrac{R_F}{R_{f1}} + \left(1 + \dfrac{R_f}{R_{f1}}\right)\dfrac{C_f}{C_F}\right] \\ \tau_I = R_F C_F + (R_f + R_{f1}) C_f \\ \tau_D = \dfrac{R_F(R_f + R_{f1}) C_f C_F}{R_F C_F + (R_f + R_{f1}) C_f} \\ \tau_2 = R_f C_f \end{cases} \tag{10-32}$$

图 10-16(b) 是在图 10-11(b) 的基础上发展起来的，采用图 10-11(b) 的推演方法，不难证明，这个电路的传递函数形式与式(10-31)也完全相同，其中

$$\begin{cases} K_P = -\left[\dfrac{R_{F1} + R_{F2}}{R_f} + \dfrac{R_F + R_{F2}}{R_f}\dfrac{C_F}{C_{F1}}\right] \\ \tau_I = (R_{F1} + R_{F2}) C_{F1} + (R_F + R_{F2}) C_F \\ \tau_D = \dfrac{(R_F R_{F1} + R_F R_{F2} + R_{F1} R_{F2}) C_{F1} C_F}{(R_{F1} + R_{F2}) C_{F1} + (R_F + R_{F2}) C_F} \\ \tau_2 = R_F C_F \end{cases} \tag{10-33}$$



(a)



(b)

图 10-16　高频噪声抑制电路

根据比例-积分-微分校正电路的要求，可据式(10-32)和(10-33)，求出相应电路的元件参数值．由式(10-32)和(10-33)可知，这两个基本电路的缺点是参数相互穿插，调节不便，仅适用于参数固定的场合．

为了克服上述电路参数调节不便的缺点，可采用图 10-17 的电路，它具有同相型结构，在一定的条件下，它的频率特性与图 10-15 基本相同．

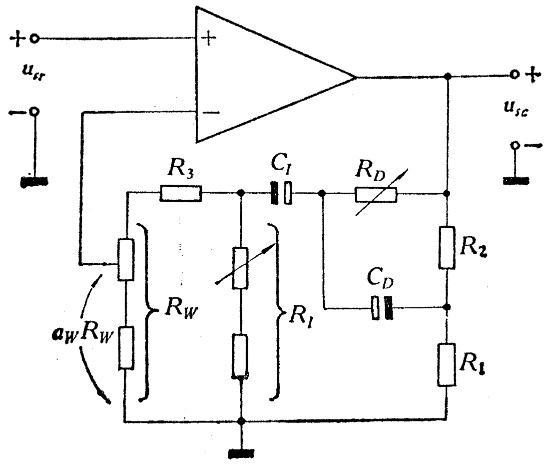


图 10-17　参数调节方便的比例-积分-微分校正电路

在推导图 10-17 电路的传递函数时，可先将 R_D，C_D 和 R_2 三个元件组成的三角形电路转换为星形电路，再利用类似图 10-11(b) 的推演方法，在满足下列条件下

$$R_D \gg R_2$$

$$R \gg R_1$$

可得

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} \approx K_P \frac{\tau_I\tau_D s^2 + \left[\left(1 + \frac{R_D}{R}\right)\tau_I + \tau_D\right]s + 1}{\tau_I s(1 + \tau_2 s)} \tag{10-34}$$

式中

$$\begin{cases} R = \dfrac{R_I(R_3 + R_W)}{R_I + R_3 + R_W} \\ K_P = \dfrac{1}{a_W}\left(1 + \dfrac{R_3}{R_W}\right) \\ \tau_I = \dfrac{R_I(R_3 + R_W)}{R_I + R_3 + R_W} C_I = RC_I \\ \tau_D = R_D C_D \\ \tau_2 = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} R_D C_D \end{cases} \tag{10-35}$$

由式(10-34)和(10-35)可以看出，因为常有 $R \gg R_D$，$\tau_I \gg \tau_D$，故式(10-34)与式(10-31)是非常相近的，这个电路既能完成比例-积分-微分的校正作用，也能抑制高频噪声，而且参数调节十分方便．改变电位器 R_W，R_I 和 R_D 的动端位置可分别独立地调节 K_P，τ_I 和 τ_D 三个参数．

2. 其他形式的校正电路

如前所述，直流增益有限不仅是客观存在，有时也是客观需要，换句话说，常常需要一种这样的比例-积分-微分校正电路，它的幅频特性在高、低频两端都是平坦的，下列形式的传递函数就能满足这个要求

$$K_F(s) = \frac{U_{sc}(s)}{U_{sr}(s)} = K_P K_I \frac{(1 + \tau_I s)(1 + \tau_D s)}{(1 + K_I\tau_I s)\left(1 + \frac{\tau_D}{K_D}s\right)} \tag{10-36}$$

式中，K_P 为比例增益，K_I 和 K_D 分别为积分增益和微分增益，τ_I 和 τ_D 分别为积分时间和微分时间．由式(10-36)可以导出这种电路的频率特性，如图(10-18)所示，从特性上可直

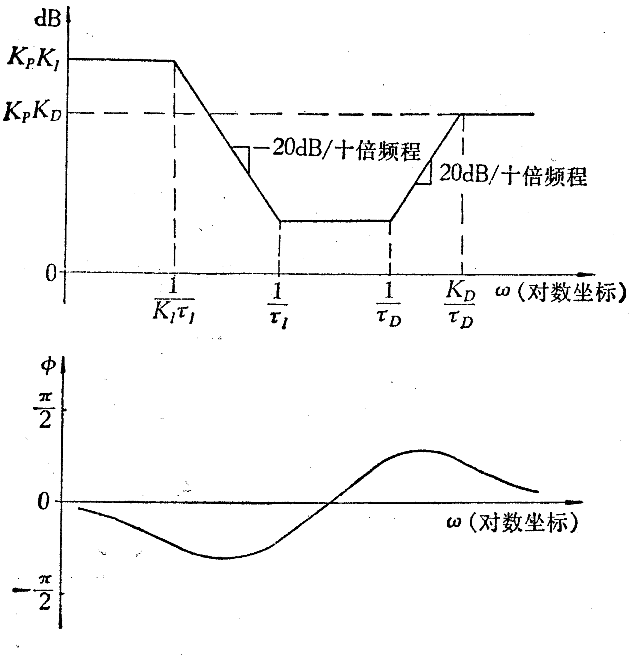


图 10-18 高、低频增益都限定的频率特性

接读取它的性能参数.

将图 10-18 与图 10-13(b) 相比可知,除了高、低频端的差别外,主要频段上的特性基本一样,所以两者功能相同.

图 10-19 是实现传递函数(10-36)的两个反相型校正电路. 采用图 10-11(b) 的推演方法,可以证明,这两个电路的传递函数形式与式(10-36)相同.

对于图 10-19(a) 的电路,有

$$\begin{cases} K_P K_I = -\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}}{R_f} \\ K_I\tau_I = R_{F2}C_{F1} \\ \dfrac{\tau_D}{K_D} = R_F C_F \\ \left(1-K_I\dfrac{R_{F1}+R_{F3}}{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}}\right)\tau_I + (K_D-1)\dfrac{\tau_D}{K_D} = \dfrac{R_{F1}+R_{F2}}{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}}R_{F3}C_F \\ \dfrac{R_{F1}R_{F3}C_F}{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}}K_I\tau_I + \left[\dfrac{(R_{F1}+R_{F3})K_I}{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}} - K_D\right]\dfrac{\tau_I\tau_D}{K_D} = 0 \end{cases}$$

当 $R_{F1} \gg R_{F3}$, 上式简化为

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{R_{F1}+R_{F3}}{R_f} \\ K_I = 1+\dfrac{R_{F2}}{R_{F1}+R_{F3}} \\ K_D = 1+\dfrac{R_{F3}}{R_F} \\ \tau_I = \dfrac{R_{F1}+R_{F3}}{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}}R_{F2}C_{F1} \\ \tau_D = \left(1+\dfrac{R_{F3}}{R_F}\right)R_F C_F \end{cases} \tag{10-37}$$

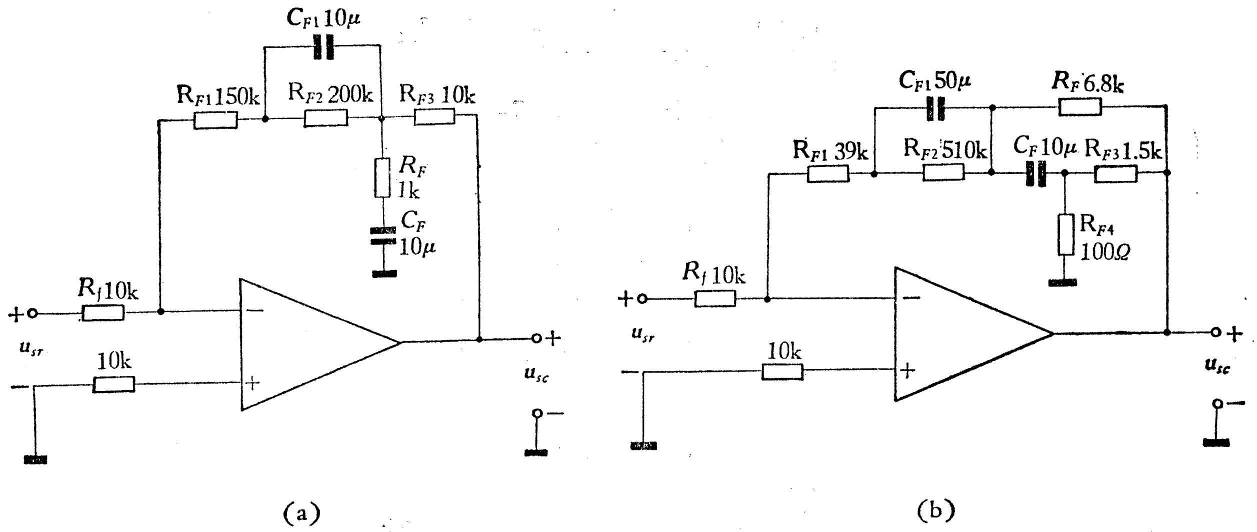


图 10-19 反相型比例-积分-微分校正电路

同理,对于图 10-19(b) 电路,当

$$R_{F1} \gg R_F \gg R_{F3} \gg R_{F4}$$
$$(R_{F1}/\!/R_{F2})C_{F1} \gg (R_{F3}/\!/R_{F4})C_F$$

时，有

$$\begin{cases} K_P = -\dfrac{R_{F1}+R_F}{R_f} \\ K_I = 1+\dfrac{R_{F2}}{R_F+R_{F1}} \\ K_D = 1+\dfrac{R_{F3}}{R_{F4}} \\ \tau_I = \dfrac{(R_F+R_{F1})R_{F2}}{R_{F1}+R_{F2}+R_F}C_{F1} \\ \tau_D = R_F C_F \end{cases} \tag{10-38}$$

传递函数(10-36)也可用同相型电路实现，如图 10-20 所示。采用图 10-11(b) 的推演方法，可得

$$\begin{cases} K_I K_P = 1+\dfrac{R_{F1}+R_{F2}}{R_f} \\ K_I\tau_I = R_{F1}C_{F1} \\ \dfrac{\tau_D}{K_D} = R_F C_F \\ \left[1-\dfrac{(R_f+R_{F2})K_I}{R_{F1}+R_{F2}+R_f}\right]\tau_I + (K_D-1)\dfrac{\tau_D}{K_D} = \dfrac{R_f+R_{F1}}{R_f+R_{F1}+R_{F2}}R_{F2}C_F \\ \dfrac{R_f R_{F2} C_F}{R_f+R_{F1}+R_{F2}}K_I\tau_I + \left[\dfrac{(R_f+R_{F2})K_I}{R_f+R_{F1}+R_{F2}}-K_D\right]\dfrac{\tau_I\tau_D}{K_D} = 0 \end{cases}$$

当 $R_f \gg R_{F2}$，上式可简化为

$$\begin{cases} K_P = 1+\dfrac{R_{F2}}{R_f} \\ K_I = 1+\dfrac{R_{F1}}{R_f+R_{F2}} \\ K_D = 1+\dfrac{R_{F2}}{R_F} \\ \tau_I = \dfrac{R_f+R_{F2}}{R_f+R_{F1}+R_{F2}}R_{F1}C_{F1} \\ \tau_D = \left(1+\dfrac{R_{F2}}{R_F}\right)R_F C_F \end{cases} \tag{10-39}$$

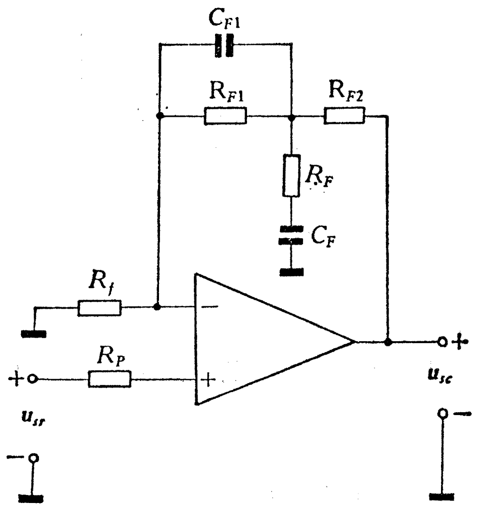


图 10-20　同相型比例-积分-微分校正电路

图 10-19 和图 10-20 的电路适用于参数调节范围较小的场合.

三、基型调节器产品介绍

DDZ-III 型电动单元组合仪表的基型调节器的核心部件是 PID 调节器，它按积木式方法由单功能调节器串联组合而成，以便能大范围独立地调节各性能参数，充分满足各种生产工艺过程控制和调节的要求.

1. 功能和组成

基型调节器通常包括指示单元和控制单元，它的组成框图如图 10-21 所示. 指示单元用来指示测量信号和给定信号，以及两者之差，它由测量电路和指针式仪表组成. 控制单元包括输入电路、比例-积分-微分电路、输出电路、硬手动和软手动电路. 控制单元接收变送器的测量信号，并与给定信号进行比较，然后对其偏差进行比例、积分和微分运算，再经输出电路转换成统一的信号送给操作机构.

根据 III 型仪表的统一设计，变送器的输出信号，即调节器的输入信号范围为 1—5 V 的直流电压，调节器的输出信号为 4—20 mA 的直流电流.

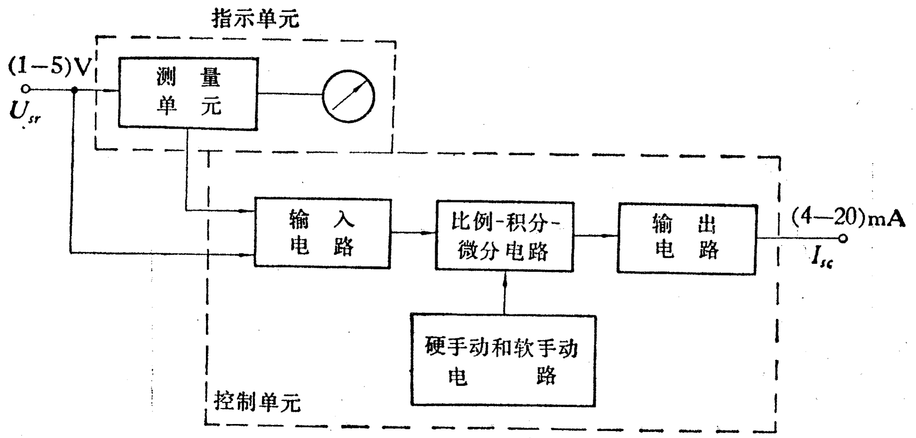


图 10-21 基型调节器的组成框图

指示电路有两种. 如果指示电路仅指示输入信号和给定信号，称为全刻度指示调节器. 如果指示的是输入信号和给定信号的偏差，称为偏差指示调节器. 硬手动和软手动电路用来实现手动 ⇄ 自动切换，切换时，不引起工艺过程的扰动，是一种无扰动的切换方式.

图 10-22 是基型调节器控制单元的原理图，调节器中所有集成运算放大器都由单电源 24 V 供电，在下述各电路中不再一一标出. 下面仅对控制单元中的主要电路作一简要分析.

2. 输入电路

输入电路实际上是一个偏差差动电平移动电路，它有两个输入信号，都以零伏(机壳地)为基准，一个是 1—5 V 的测量信号，另一个是 1—5 V 的给定信号. 它把两个输入信号之差放大两倍后，以 10 V 电平(信号地)为基准送到比例-积分-微分电路.

图 10-23 是输入电路的原理图，A_1 组成差动运算放大器，它的 CMRR 很大，所以它

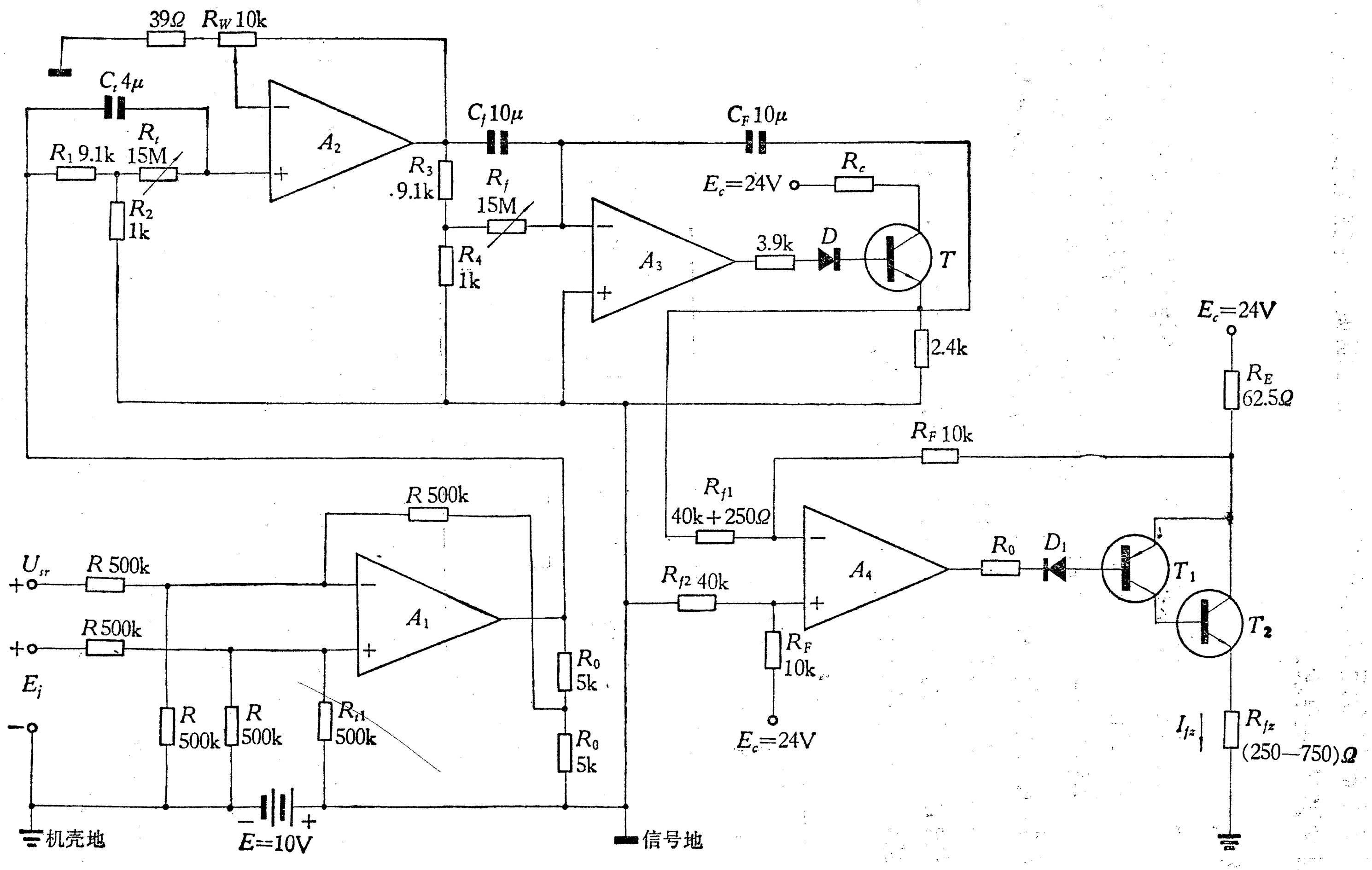


图 10-22 基型调节器控制单元原理图(不包括硬手动和软手动电路)

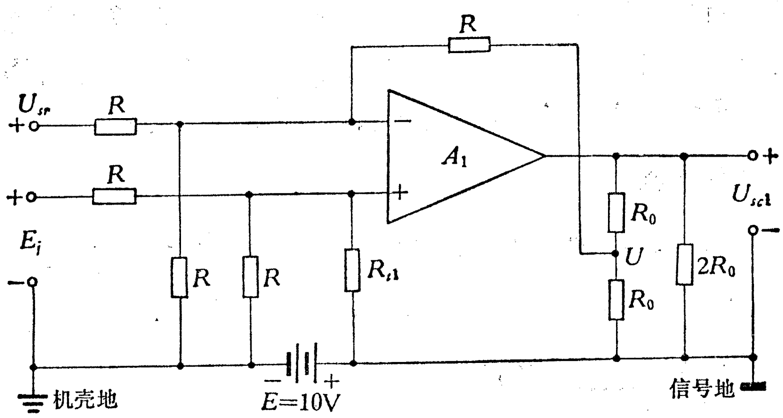


图 10-23 输入电路($R=500\,k\Omega$, $R_0=5\,k\Omega$)

能强烈抑制单电源供电引起的共模电压的影响. 电平位移电源 E 用来保证各组成电路都能正常工作. 有了 E 后,信号地的电平就等于 E,这里为 10 V, 满足了电平位移要求. 输出端的电阻 $2R_0$ 代表比例-积分-微分电路的输入电阻.

利用等效电源定理, 以信号地为基准, A_1 同相端和反相端的输入回路, 可分别用一个电阻和输入信号来等效. 对反相端而言,等效输入信号为 $\frac{1}{2}(U_{sr}-E)$, 对同相端而言, 等效输入信号为 $\frac{1}{2}(E_i-E)$, 两个等效电阻均为 $\frac{1}{2}R$, 故图 10-23 可用图 10-24 等效.

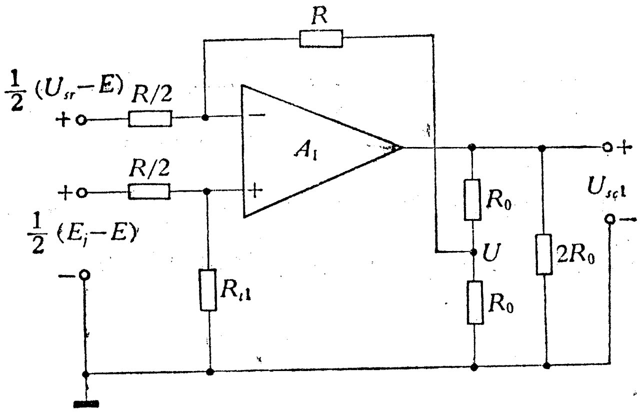


图 10-24 输入电路的等效电路

由图 10-24 的等效电路可知, 输入电路实质上是一个差动运算放大器, 为了提高电路的 CMRR 和减小放大器输入偏置电流及其漂移的影响. 应按式(5-95)的原则选择各电阻值,考虑到 A_1 输出电阻很小,故反相端到输出端的等效电阻为 $R+(R_0/2)$, 这样, R_{t1}值应选为

$$R_{t1}=R+\frac{1}{2}R_0$$

由于 $R \gg R_0$, 所以 $U=\frac{1}{2}U_{sc1}$, 故输入电路的增益为

$$K_{F1}=\frac{U}{\frac{1}{2}(U_{sr}-E)-\frac{1}{2}(E_i-E)}=\frac{U_{sc1}}{U_{sr}-E_i}$$

$$=-\frac{R_{t1}}{\frac{R}{2}}=-\frac{2R+R_0}{R}$$

当 $2R \gg R_0$ 时,上式近似为

$$K_{F1}=\frac{U_{sc1}}{U_{sr}-E_i}\approx -2 \tag{10-40}$$

可见, 输入电路的输出电压 U_{sc1} 仅与输入电压 U_{sr} 与给定电压 E_i 之差成正比, 增益

幅值差不多是两倍．而且，它将以零伏为基准的输入信号，转换为以电平 E (10 V) 为基准的偏差输出，实现了信号电平的位移． 输出电压以 E 为基准的范围为 0—±8 V． 当 $U_{sr}=E_j$ 时，输出电压为零伏，但对零伏基准而言，则为 10 V．

3. 比例–积分–微分电路

本调节器中的比例–积分–微分电路按积木式方法串联组合而成，电路如图 10–25 所示，它基本上是图 10–12(b) 和图 10–2(c) 两电路的串联组合．

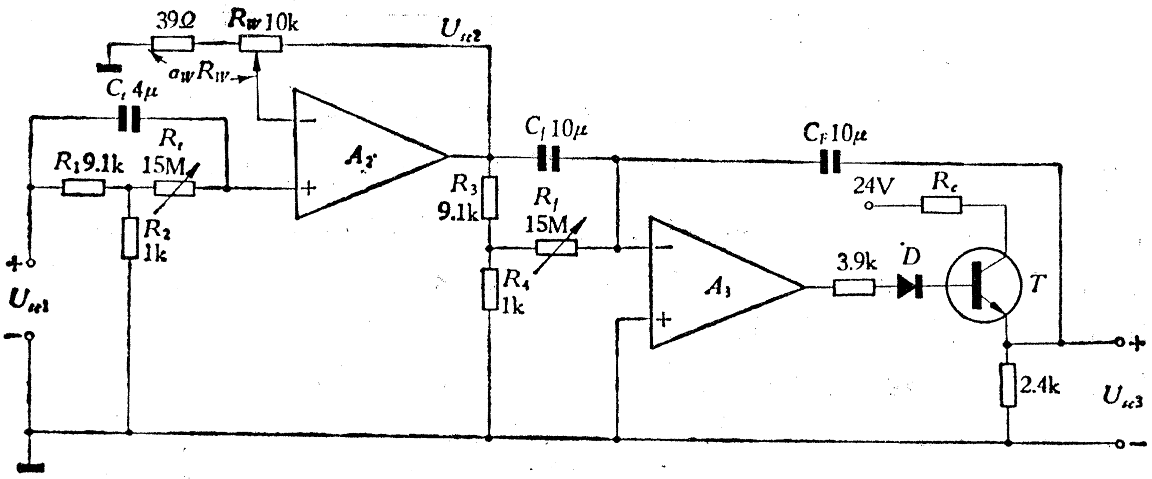


图 10–25　比例–积分–微分电路

由式(10–19)和式(10–26)，考虑到图 10–25 中的符号，在 $R_t \gg R_1$ 的条件下，由 A_2 组成的比例–微分电路的传递函数和参数为

$$K_{F2}(s)=\frac{U_{sc2}(s)}{U_{sc1}(s)}=K_{P2}\frac{1+\tau_D s}{1+\dfrac{\tau_D}{K_D}s} \qquad (10\text{–}41)$$

式中

$$\begin{cases} K_{P2}=\dfrac{1}{a_W}\dfrac{R_2}{R_1+R_2}=\dfrac{1}{a_W K_D} \\ K_D=1+\dfrac{R_1}{R_2} \\ \tau_D\approx\left(1+\dfrac{R_1}{R_2}\right)R_tC_t=K_DR_tC_t \end{cases} \qquad (10\text{–}42)$$

因为 $R_1=9.1\ \text{k}\Omega$， $R_2=1\ \text{k}\Omega$， $R_t=62\ \text{k}\Omega$—$15\ \text{M}\Omega$， $C_t=4\ \mu\text{F}$， 所以， $K_D=10.1$， $\tau_D=0.04$—10 分．

若 A_3 的直流开环增益为 K_{03}，则利用式(10–10)的推演方法，在 $R_f \gg R_3$ 的条件下，由 A_3 组成的比例–积分电路的传递函数和参数为

$$K_{F3}(s)=\frac{U_{sc3}(s)}{U_{sc2}(s)}=K_{P3}K_I\frac{1+\tau_I s}{1+K_I\tau_I s} \qquad (10\text{–}43)$$

式中

$$\begin{cases} K_{P3}=-\dfrac{C_f}{C_F} \\ K_I=\dfrac{R_4C_F}{(R_3+R_4)C_f}K_{03} \\ \tau_I=\left(1+\dfrac{R_3}{R_4}\right)R_fC_f \end{cases} \qquad (10\text{–}44)$$

由于 $R_3 = 9.1\ \mathrm{k}\Omega$，$R_4 = 1\ \mathrm{k}\Omega$，$C_f = C_F = 10\ \mu\mathrm{F}$，$K_{03} = 10^5$，$R_f = 62\ \mathrm{k}\Omega$—$15\ \mathrm{M}\Omega$，所以，$K_I \approx 10^4$，$\tau_I = 0.1$—$25$ 分．如果 $R_4 = \infty$，则有 $K_I = 10^5$，$\tau_I = 0.01$—2.5 分．

这样，由输入电路和比例-积分-微分电路组成的 PID 调节器的传递函数为

$$
\begin{aligned}
K_F(s) &= \frac{U_{sc3}(s)}{U_{sr}(s) - E_j(s)} = K_{F1}K_{F2}(s)K_{F3}(s) \\
&= -2K_{P2}K_{P3}K_I \frac{(1+\tau_D s)(1+\tau_I s)}{\left(1+\dfrac{\tau_D}{K_D}s\right)(1+K_I\tau_I s)} \\
&= -2K_{P2}K_{P3}K_I \frac{1+(\tau_D+\tau_I)s+\tau_D\tau_I s^2}{1+\left(\dfrac{\tau_D}{K_D}+K_I\tau_I\right)s+\dfrac{K_I}{K_D}\tau_D\tau_I s^2} \\
&= -2K_{P2}K_{P3} \frac{1+\dfrac{\tau_D}{\tau_I}+\dfrac{1}{\tau_I s}+\tau_D s}{1+\dfrac{\tau_D}{K_I K_D \tau_I}+\dfrac{1}{K_I\tau_I s}+\dfrac{\tau_D}{K_D}s}
\end{aligned}
$$

考虑到 $\dfrac{\tau_D}{K_I K_D \tau_I} \ll 1$，并将式(10-42)和式(10-44)代入，得

$$
\begin{aligned}
K_F(s) &= \frac{U_{sc3}(s)}{U_{sr}(s) - E_j(s)} \\
&= K_P F \frac{1+\dfrac{1}{F\tau_I s}+\dfrac{\tau_D}{F}s}{1+\dfrac{1}{K_I\tau_I s}+\dfrac{\tau_D}{K_D}s}
\end{aligned}
\tag{10-45}
$$

式中

$$
\begin{cases}
K_P = \dfrac{1}{a_W}\dfrac{2R_2C_f}{(R_1+R_2)C_F} \\
K_I = \dfrac{R_4}{R_3+R_4}\dfrac{C_F}{C_f}K_{03} \\
K_D = 1+\dfrac{R_1}{R_2} \\
\tau_I = \left(1+\dfrac{R_3}{R_4}\right)R_f C_f \\
\tau_D = \left(1+\dfrac{R_1}{R_2}\right)R_t C_t \\
F = 1+\dfrac{\tau_D}{\tau_I}
\end{cases}
\tag{10-46}
$$

在工业调节器中，常把调节器比例增益 K_P 的倒数 p 叫做比例带或比例度

$$
p = \frac{1}{K_P}
$$

比例带 p、积分时间 τ_I 和微分时间 τ_D 是 PID 调节器的三个主要整定参数，它们可分别通过电位器 R_W，R_f 和 R_t 来调节．比例带实质上是代表调节阀开度的百分比与代表被调量偏差变化的百分比之比值．若 $p = 50\%$，即 $K_P = 2$，则意味着被调量产生 50% 的偏差时，调节阀门就能从全开到全关，或从全关到全开进行满量程变化．加大 p，系统稳定性提高，但定态偏差加大，相反，减小 p，系统精度提高，但过渡过程振荡次数增多．

F 叫做干扰系数，由于 $F \neq 1$，整定参数实际值 p'，τ'_D 和 τ'_I 与刻度值 p，τ_D 和 τ_I 将有差别，F 偏离 1 愈远，差别愈大. 实际整定值与仪表刻度值之间的关系为

$$\begin{cases} p' = \dfrac{p}{F} \\ \tau'_D = \dfrac{1}{F}\tau_D \\ \tau'_I = F\tau_I \end{cases} \tag{10-47}$$

故可据上方程来修正刻度值的误差.

利用图 10-23 和图 10-25 的元件参数，在 $K_{03} \geqslant 10^5$ 时，这个调节器的参数范围为

比例度 $p = \dfrac{1}{K_P} 100\% = 2—500\%$

微分时间 $\tau_D = 0.04—10$ 分

微分增益 $K_D = 10$

积分时间 $\tau_I = \begin{cases} 0.01—2.5 \text{ 分} & (\text{当 } R_4 = \infty) \\ 0.1—25 \text{ 分} & (\text{当 } R_4 = 1\,\text{k}\Omega) \end{cases}$

积分增益 $K_I = \begin{cases} \geqslant 10^5 & (\text{当 } R_4 = \infty) \\ \geqslant 10^4 & (\text{当 } R_4 = 1\,\text{k}\Omega) \end{cases}$

4. 输出电路

基型调节器的输出电路接收来自比例-积分-微分电路的、以 10 V 电平为基准的 1—5 V 范围的信号电压，然后把它转换为以零伏为基准的 4—20 mA 范围的电流信号，送到操作机构使其动作，可见，输出电路应是一个电压-电流变换器，原理图如图 10-26 所示.

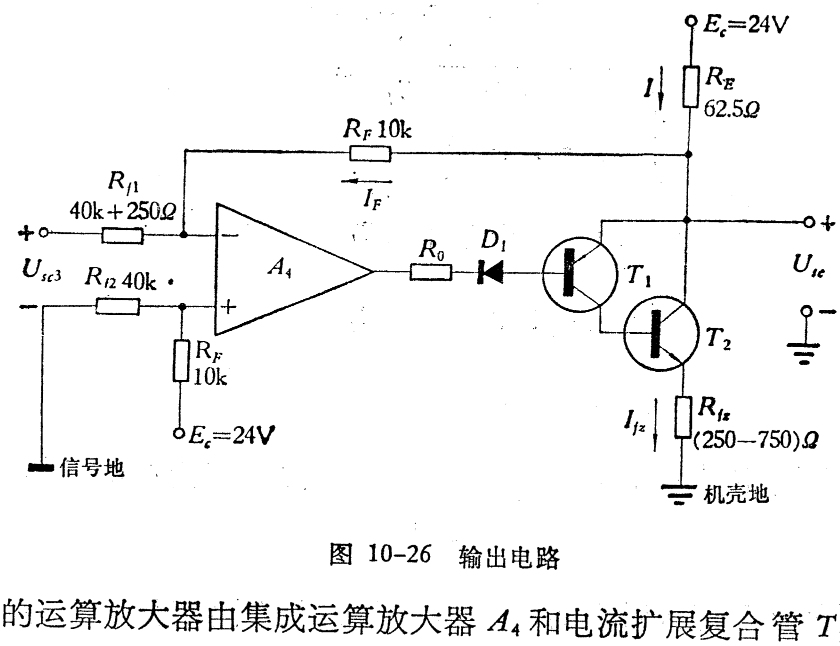


图 10-26 输出电路

输出电路的运算放大器由集成运算放大器 A_4 和电流扩展复合管 T_1 和 T_2 组成. T_1 和 T_2 组成 PNP 型复合管，并接成射极跟随器的形式，作为整个运算放大器的输出级. 运算放大器的输出端是复合管的等效发射极，负载电阻 R_{fz} 接在复合管的等效集电极回路内. 这样，从 U_{sc3} 到 U_{sc} 的电路是反相型比例运算放大器，它的输出电压 U_{sc} 与输入电压 U_{sc3} 之间的关系主要取决于反馈回路参数. 输出电流 I_{fz} 则取决于 U_{sc}. 所以，这个输出

电路的 I_{fz} 与 U_{sc3} 之间的关系，可分为两步来求。首先，求出 I_{fz} 与 U_{sc} 的关系，再求 U_{sc} 与 U_{sc3} 之间的关系，最后，将两者合并，就得到输出电流 I_{fz} 与输入电压 U_{sc3} 的关系.

在运算放大器具有理想特性的条件下，根据电路理论，考虑到信号地的电位 $E=10\text{V}$，不难列出

$$I=\frac{E_c-U_{sc}}{R_E}$$

$$I_F=\frac{U_{sc}-U_-}{R_F}$$

$$U_-=U_+$$

$$U_+=\frac{R_{f2}}{R_{f2}+R_F}E_c+\frac{R_F}{R_{f2}+R_F}E \tag{10-48}$$

又，复合管基极电流甚小，略去不计，所以有

$$I_{fz}=I-I_F$$

解上列方程组，得

$$I_{fz}=\frac{E}{R_{f2}+R_F}+\left[\frac{1}{R_E}+\frac{R_{f2}}{R_F(R_{f2}+R_F)}\right]E_c-\left(\frac{1}{R_E}+\frac{1}{R_F}\right)U_{sc} \tag{10-49}$$

这就是输出电流 I_{fz} 与输出电压 U_{sc} 之间的关系，输出电流由输出电压单值地决定.

U_{sc} 与 U_{sc3} 之间的关系可用叠加原理求出. 当仅有反相输入信号时，有

$$U'_{sc}=-\frac{R_F}{R_{f1}}(U_{sc3}+E)$$

当仅有同相输入信号时，有

$$U''_{sc}=\left(1+\frac{R_F}{R_{f1}}\right)U_+$$

故

$$U_{sc}=U'_{sc}+U''_{sc}=-\frac{R_F}{R_{f1}}(U_{sc3}+E)+\left(1+\frac{R_F}{R_{f1}}\right)U_+$$

将式(10-48)代入上式，得

$$U_{sc}=\frac{R_{f2}(R_{f1}+R_F)}{R_{f1}(R_{f2}+R_F)}E_c-\frac{R_F}{R_{f1}}\left(1-\frac{R_{f1}+R_F}{R_{f2}+R_F}\right)E-\frac{R_F}{R_{f1}}U_{sc3} \tag{10-50}$$

这就是 U_{sc} 与 U_{sc3} 之间的关系，U_{sc} 由 U_{sc3} 单值决定.

将式(10-49)和式(10-50)合并，得

$$I_{fz}=\frac{R_E+R_F}{R_ER_{f1}}U_{sc3}+\frac{R_FR_{f1}-R_{f2}(R_F+R_E)}{R_{f1}R_E(R_F+R_{f2})}(E_c-E) \tag{10-51}$$

上式就是我们所求的输出电路的输出-输入关系.

根据控制单元整体设计要求：第一，输出电路应将以 $E=10$ V 电平为基准的输入电压 U_{sc3} 转换为以零伏为基准的输出电流 I_{fz}，所以式(10-51)右边第二项应为零；第二，输入电压 U_{sc3} 由 1 V 变到 5 V，输出电流 I_{fz} 应由 4 mA 变到 20 mA，故式(10-51)右边第一项的系数应等于 4×10^{-3} ℧. 上述两项要求，用数学形式表示时，为

$$R_FR_{f1}=R_{f2}(R_F+R_E)$$

$$\frac{R_E+R_F}{R_ER_{f1}}=4\times10^{-3}(℧)$$

或者表示为

$$\begin{cases} R_{f1} = R_{f2} + 250(\Omega) \\ \dfrac{R_E R_{f2}}{R_F} = 250(\Omega) \end{cases} \tag{10-52}$$

上式就是外部回路电阻参数选择的根据．在 III 型仪表中，各电阻值选为 $R_{f1} = 40\ \text{k}\Omega + 250\ \Omega$，$R_{f2} = 40\ \text{k}\Omega$，$R_E = 62.5\ \Omega$，$R_F = 10\ \text{k}\Omega$．在这些阻值条件下，式(10-51)变为

$$I_{fz} = \frac{R_E + R_F}{R_E R_{f1}} U_{sc3} = 4 \times 10^{-3}(\mho) U_{sc3}$$

若 U_{sc3} 单位为伏，I_{fz} 单位为毫安，则上式可表示成

$$I_{fz} = 4U_{sc3} \tag{10-53}$$

输出电路参数除了要精确满足关系式(10-52)外，集成运算放大器的共模输入电压范围和输出电压范围要求也很高．由式(10-48)和式(10-50)可知，$U_+ = 21.2\ \text{V}$，$U_{scm} \approx E_c = 24\ \text{V}$，它们是相当高的．

习　　题

题 10-9　计算图 10-19 的参数，并按此参数设计同相型比例-积分-微分校正电路．

第四节　特种调节器

随着自动化技术的发展和生产工艺过程的复杂化，出现了各种复杂调节系统，与此相适应，调节器的功能也在 PID 的基础上扩大了，这种区别于基型调节器的调节器，叫做特种调节器．本节以几种特种调节器为例，对这类调节器作一些原理性的介绍．

一、双位调节器

最简单的控制系统是双位调节系统，当被调量低于或高于定值信号时，双位调节器要么使执行机构全开，要么全关，所以双位调节方式简化了对执行机构的要求，这时，执行机构的控制元件可以是一个简单的模拟开关，继电器，可控硅，或电磁阀等．由于不希望执行机构频繁地进行全开或全关，双位调节器应具有迟滞特性，这样，调节器本身也可简化，例如可用第六章第三节中的双限比较器作为双位调节器．图 10-27 是控制小功率伺服电机的双位调节器电路[1]，图中，由单电源供电的运算放大器 A_1 和 A_2 组成双限比较器，作为双位调节器使用，四个晶体管 T_1—T_4 接成桥式结构，作为伺服电机的控制元件，在电机和单极性电源 E_c 之间起换向开关的作用．

根据图 10-27 中 A_1 和 A_2 反相端的交叉连接方式，A_1 的差动输入电压 U_1 为

$$U_1 = U_{sr1} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr2}$$

A_2 的差动输入电压 U_2 为

$$U_2 = U_{sr2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{sr1}$$

在单电源供电条件下，电平匹配要求应使输入信号中的共模电压为电源电压 E_c 的二分之一，即

$$\frac{1}{2}(U_{sr1}+U_{sr2})=\frac{1}{2}E_c$$

由上列方程可得

$$\begin{cases} U_1=E_m+\dfrac{R_1+2R_2}{2(R_1+R_2)}(U_{sr1}-U_{sr2}) \\ U_2=E_m+\dfrac{R_1+2R_2}{2(R_1+R_2)}(U_{sr2}-U_{sr1}) \end{cases} \tag{10-54}$$

当 $R_2 \gg R_1$，上式可简化为

$$\begin{cases} U_1 \approx E_m+(U_{sr1}-U_{sr2}) \\ U_2 \approx E_m+(U_{sr2}-U_{sr1}) \end{cases} \tag{10-55}$$

式中

$$E_m=\frac{R_1}{2(R_1+R_2)}E_c \tag{10-56}$$

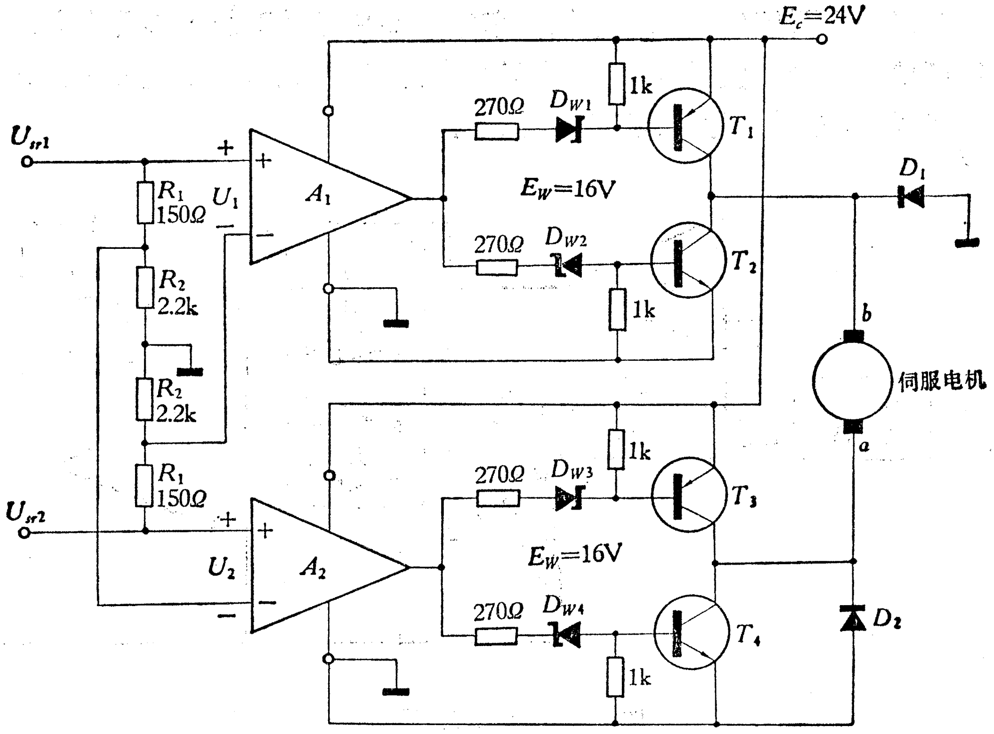


图 10-27　控制小功率伺服电机的双位调节器

由式(10-55)可以看出，只要

$$|U_{sr1}-U_{sr2}|<E_m$$

则有

$$\begin{cases} U_1>0 \\ U_2>0 \end{cases}$$

所以，A_1 和 A_2 输出都为高电位，且接近于电源电压 E_c。这时，稳压管 D_{W2} 和 D_{W4} 反向击穿进入稳压状态，D_{W1} 和 D_{W3} 则截止，故晶体管桥路中 T_1 和 T_3 截止，T_2 和 T_4 饱和，由 T_2 和 D_2，或由 T_4 和 D_1 为伺服电机提供动能掣动通路，加快电机停转。

当 $(U_{sr1}-U_{sr2})>E_m$，有

$$\begin{cases} U_1>0 \\ U_2<0 \end{cases}$$

所以，A_1 输出为高电位，差不多等于 E_c，A_2 输出为低电位，差不多为零，这时 T_1 和 T_4 截止，T_2 和 T_3 饱和，电源电压加到电机上的极性为 a 高 b 低，电机沿一个方向旋转． 当 $(U_{sr2}-U_{sr1})>E_m$，有

$$\begin{cases} U_1<0 \\ U_2>0 \end{cases}$$

所以，A_1 输出为低电位，A_2 输出为高电位，这时 T_2 和 T_3 截止，T_1 和 T_4 饱和，电源电压加到电机上的极性是 b 高 a 低，电机改变旋转方向． 这样，就实现了电机转向的双位调节．

四个稳压管的稳定电压 E_W 都必须略高于 $E_c/2$，以确保电机电流换向期间，避免出现 T_1 和 T_2，或 T_3 和 T 同时导通而将电源短路的事故．

二、间歇调节器

间歇调节器用于断续生产工艺过程，它的主要功能是工艺过程开车以后使工艺参数适时地无超调地达到给定值，随后对工艺参数进行定值调节．从工艺开车到正常运行之间的切换由调节器自动进行，无需人工参与操作．

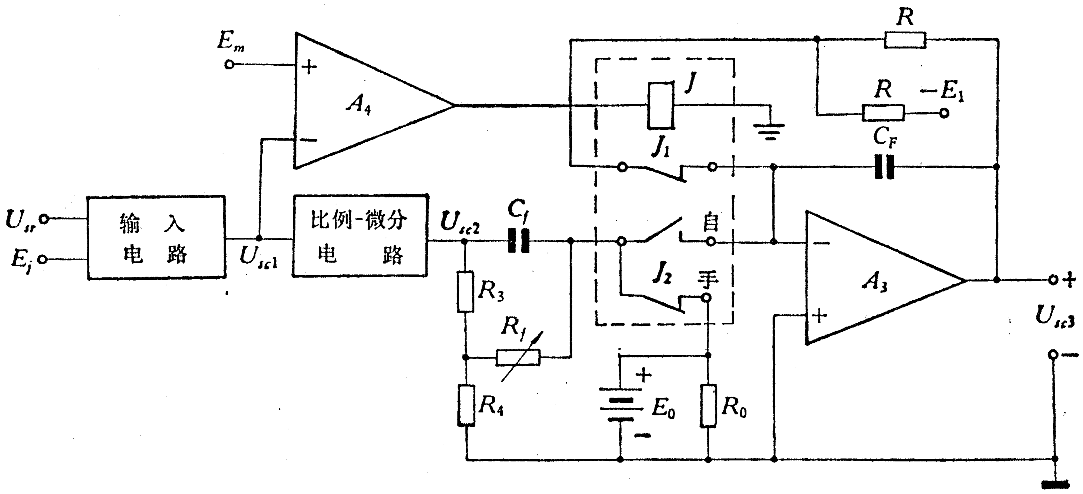


图 10-28 间歇调节器原理图

图 10-28 是带间歇开关的间歇调节器． 在工艺过程开车时，由于测量值 U_{sr} 比给定值 E_j 小得多，因此 U_{sc1} 很大，比较器 A_4 的输出为低电位，继电器 J 不动作，触点 J_1 和 J_2 处于手动位置，这时，调节器的输出 $U_{sc3}=E_1$，成为固定输出，控制执行机构按一定速度开车．

此时，C_f 上的电压为偏置电压 E_0 与比例-微分电路输出电压 U_{sc2} 之差

$$U_{C_f}=E_0-U_{sc2}$$

开车后，随着工艺过程的进行，测量值 U_{sr} 逐渐接近给定值 E_j，U_{sc1} 逐渐减小，一旦 U_{sc1} 达到比较器的门限电位 E_m，A_4 输出变为高电位，继电器 J 吸合，触点 J_1 和 J_2 转向自动位置，调节过程进入自动状态，测量值由 PID 调节器平稳地自动达到给定值，而不产生超调现象． E_0、E_1 和 E_m 值是事先用实验方法确定的，对于不同的工艺过程或者对同一工艺过程的不同操作条件，此三个给定数值是不同的，因此这种调节器适用于固定工艺过程、固定操作条件、给定值无需改变的断续生产过程．

三、前馈调节器

在一些生产工艺过程中，由于被调参数的延时很大，单纯采用反馈调节系统时，被调参数的超调过大，过渡过程时间太长，很难提高调节品质．为了解决这个问题，在反馈调节系统中引入与被调参数有关的扰动作用，作为辅助信号进行前馈调节，从而构成前馈-反馈调节系统．前馈调节器就是进行前馈-反馈控制的调节器．

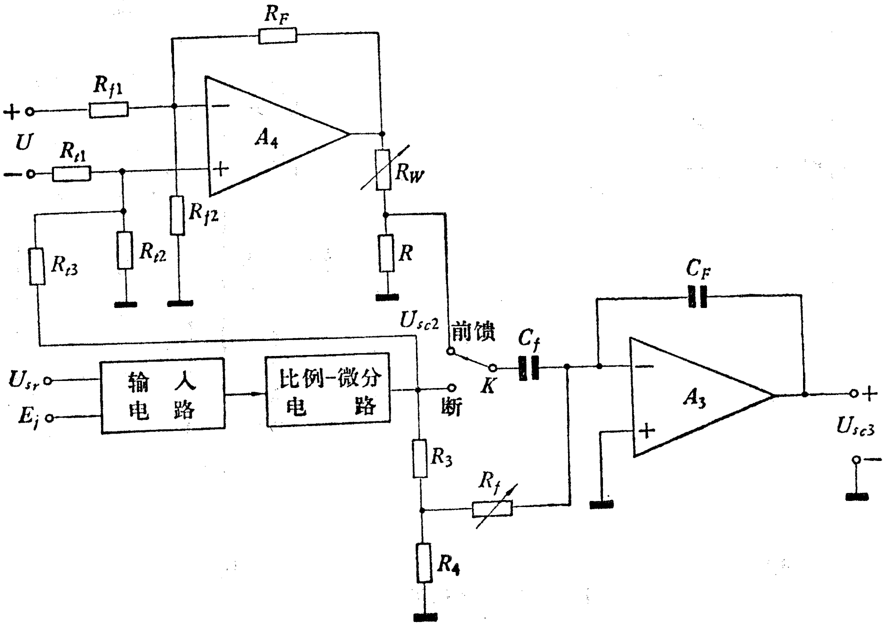


图 10-29　前馈调节器原理图

前馈调节器是在基型调节器中附加一个前馈单元构成的，原理图如图 10-29 所示．

前馈信号 U 经 A_4 送到比例-积分运算放大器 A_3 输入回路电容 C_f 的一端，故 A_3 对前馈信号 U 只作比例运算，但对比例-微分电路的输出信号 U_{sc2} 仍作比例-积分运算，因为 U_{sc2} 通过两条通路加到 A_3 中，一路经 R_3 和 R_4 分压后，通过 R_f 送入作积分运算，另一路通过 A_4 加到 C_f 一端作比例运算．所以调节器的总输出为前馈作用和反馈作用之和．前馈信号的衰减程度由 R_W 调节．当开关 K 处于"断"位置时，前馈信号被切断．

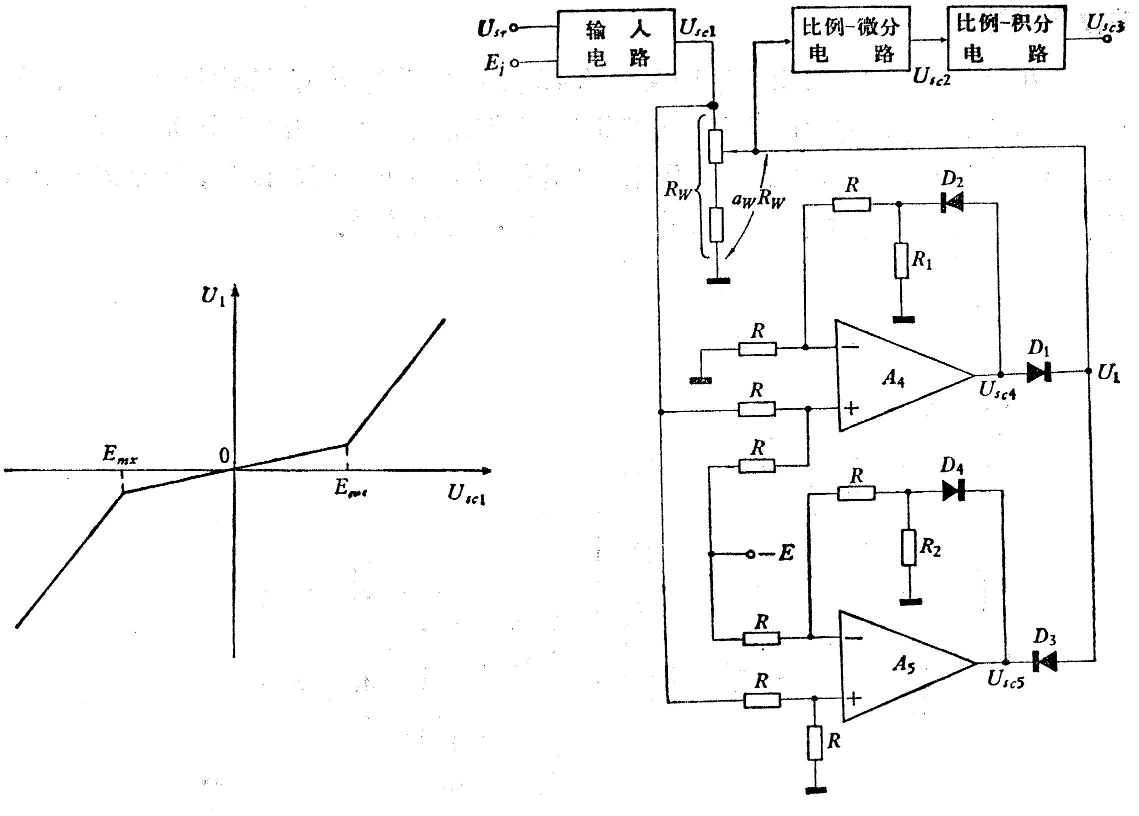
四、非线性调节器

非线性调节器的调节特性如图 10-30(a) 所示，在控制点附近的一个区域内，调节器的比例增益大幅度降低，而在这个区域之外，调节器的比例增益恢复原值．增益大幅度下降的区域叫做调节器的不灵敏区．

非线性调节器是在基型调节器中附加一个非线性单元构成的，电路如图 10-30(b) 所示．

在图 10-30(b) 中，运算放大器 A_4 和 A_5 组成非线性单元，它的输入信号来自基型调节器的输入电路，它的输出信号 U_1 送到比例-积分-微分电路．U_1 与 U_{sc1} 的关系如图(a)所示，失灵区上、下边界为 E_{ms} 和 E_{mx}，本电路中，两者在数值上是相等的($|E_{ms}| = |E_{mx}| = E$)．

当 $|U_{sc1}| < E$，A_4 同相端电位低于反相端电位，A_4 输出为低电位，D_1 和 D_2 都截止；



(a) (b)

图 10-30 非线性调节器

(a) 特性; (b) 电路.

A_5 同相端电位高于反相端电位, A_5 输出为高电位, D_3 和 D_4 都截止;可见,输出电压 U_1 与 A_4 和 A_5 无关,它的大小为

$$U_1 = a_W U_{sc1} \tag{10-57}$$

即输入电路的输出电压 U_{sc1} 经比例衰减后才送到比例-积分-微分电路, 这就意味着 PID 调节器的比例增益下降了,其衰减倍数可由电位器 R_W 调节.

当 $U_{sc1} \geqslant E$, D_3 和 D_4 继续保持反向偏置, U_1 与 A_5 仍然无关. 但 D_2 则因 A_4 同相端变正, 进而通过 A_4 输出变正而导通, 导通后的电路是一个同相比例运算放大器, A_4 的输出电压 U_{sc4} 为

$$U_{sc4} = U_{sc1} - E \tag{10-58}$$

当 $U_{sc1} - E \geqslant a_W U_{sc1}$, D_1 导通, 加到比例-微分电路的信号 U_1 将由 U_{sc4} 决定, 由于 U_{sc4} 与 U_{sc1} 之间的斜率为 +1, 故在 $U_{sc1} > E_{ms}$ 时, 调节器的比例增益又恢复原值,不再衰减. 由 D_1 导通条件,可知

$$E_{ms} = \frac{E}{1 - a_W} \tag{10-59}$$

同理,当 $U_{sc1} \leqslant -E$ 时, D_1 和 D_2 将截止, D_4 导通, A_5 变成差动运算放大器, 故 A_5 的输出电压 U_{sc5} 为

$$U_{sc5} = U_{sc1} + E \tag{10-60}$$

当 $U_{sc1} + E \leqslant a_W U_{sc1}$ 时, D_3 导通, 这时 U_1 由 U_{sc5} 决定, 由于 U_{sc5} 与 U_{sc1} 之间的斜率为

+1，故在 $U_{se1} < E_{mx}$ 时，调节器的比例增益也恢复原值，不再衰减. 由 D_3 导通条件，可知

$$E_{mx} = -\frac{E}{1-a_W} \tag{10-61}$$

参 考 文 献

[1] Fishman, M., Efficient switching controller drives low-power dc servo motor, *Electron. Design*, 1976, **Vol. 24**, No. 10, pp. 110.

本书符号说明

一、原则

（1）尽量采用国际通用符号，不足时采用汉语拼音字母.

（2）随时间变化的量用小写字母（u, i），直流量以及交流量的有效值和最大值等用大写字母（U, I）. 例如:

u 变化电压的总瞬时值

$\tilde{u}$ 正弦交流电压(不包括直流成分)的瞬时值

U 直流电压，静态电压，非正弦波电压的总有效值

$\bar{U}$ 非正弦波电压的直流成分(平均值)

$\dot{U}$ 正弦交流电压的复数符号

$\widetilde{U}$ 正弦交流电压(不包括直流成分)的有效值

U_m 交变(如直流脉动或脉冲)电压的最大值，正弦交流电压的峰值

$U_{\max}$ 电压的最大值

（3）非线性元件的动态参数用小写字母（r, r_e, r_{be}），非线性元件的静态参数或线性元件的参数用大写字母（R, R_D）.

二、符号

A 电流的单位(安培)

mA 毫安（10^{-3}A）；毫安表

μA 微安（10^{-6}A）；微安表

nA 毫微安（10^{-9}A）

pA 微微安（10^{-12}A）

A_i 运算放大器符号，$i = 1, 2, \cdots$ 为运算放大器编号

a 常数

a_T 温度系数

a_W 电位器动端滑动比或分压系数

B 频带宽

b 常数；基极；变换系数

C 电容器；电容量

C_B 相位补偿电容

C_{BF} 反馈补偿电容

C_F 反馈回路电容

C_f 输入回路电容

C_g 隔直电容

C_X 未知电容，被测电容

℃ 温度的单位（度，摄氏）

CMRR 共模抑制比

CMRR_R 电阻失配产生的共模抑制比

cp 计数端；时钟脉冲

c 集电极

D 二极管；D 触发器，D 触发器的信息输入端

D_W 硅稳压二极管

d 微分符号

dB 分贝

E 直流电动势；直流电源的电压绝对值

E_0 恒定电压

E_c 正电源电动势

E_d 低输出电位；下限幅电位

E_e 负电源电动势

E_g 高输出电位；上限幅电位

E_j 基准电压，给定电压

E_m 门限电位

E_{ms} 上门限电位；死区上限边界电位

E_{mx} 下门限电位；死区下限边界电位

E_{sr} 恒定输入电压

E_W 稳压管的稳定电压

ΔE_m 门限宽度

$\dot{E}_x$ 信号源电动势的正弦复数值

e 发射极

e_j 基准交流电压

e_{sr} 已知交流输入电压

e_x 交流信号源的瞬时电压

F 电容量的单位（法拉）

μF 微法（10^{-6}F），简写 μ

pF 微微法（10^{-12}F），简写 p

F 反馈系数，PID 调节器的干扰系数

F' 等效反馈系数

$F(j\omega)$ 反馈系数的频率特性

$F(\omega)$ 反馈系数的幅频特性

$\dot{F}$ 反馈网络的频率特性

f 频率

f_0 开环－3dB 频率，截止频率；中心频率；石英晶体串联谐振频率；零点频率

f_c 零分贝频率，单位增益频率；剪切频率

f_F 闭环－3dB 带宽

f_j 极点频率，基准频率，时钟脉冲频率

f_n 二阶系统固有振荡频率

f_p 最大功率带宽，大信号带宽

f_{sc} 输出信号频率

f_T 晶体管的共发射极特征频率

f_z 振荡频率

g 跨导

Hz 频率的单位（赫兹）

kHz 千赫兹（10^3Hz）

MHz 兆赫兹（10^6Hz）

h 晶体管的 h 参数

h_{ie}，h_{re}，h_{fe}，h_{oe} 共射极 h 参数

h_{FE} 共射极直流电流放大系数

I 直流电流；静态电流；非正弦电流的总有效值

I_+ 正电源输出电流

I_- 负电源输出电流

I_0 恒流源电流

I_b 基极电流；平均输入偏置电流 $\left[I_b = \frac{1}{2}(I_{b+} + I_{b-})\right]$

I'_b 平均输入偏置电流及其漂移（$I'_b = I_b + \Delta I_b$）

ΔI_b 平均输入偏置电流的漂移

I_{b+} 同相端偏置电流

I_{b-} 反相端偏置电流

I'_{b+} 同相端偏置电流及其漂移（$I'_{b+} = I_{b+} + \Delta I_{b+}$）

I'_{b-} 反相端偏置电流及其漂移（$I'_{b-} = I_{b-} + \Delta I_{b-}$）

ΔI_{b+} 同相端偏置电流的漂移

ΔI_{b-} 反相端偏置电流的漂移

I_c 集电极电流

I_{cbo} 收集结反向电流

I_{ceo} 集电极-发射极反向电流（即穿透电流）

I_D 流过二极管的直流电流；场效应管的漏极电流

I_{DSS} 场效应管的漏极饱和电流

I_e 发射极电流

I_F 反馈回路电流

I_f 输入回路电流

I_{fz} 负载电流

I_G 场效应管的栅极电流

I_j 基准电流

I_M 表头电流

I_N 输入噪声电流(有效值)

I_{os} 输入失调电流 ($I_{os} = I_- - I_+$)

I'_{os} 输入失调电流及其漂移($I'_{os} = I_{os} + \Delta I_{os}$)

ΔI_{os} 输入失调电流的漂移

I_S 场效应管源极电流

I_s 反向饱和电流

I_{sc} 输出电流

I_{scM} 额定输出电流

I_{sr} 输入电流

I_W 稳压管的稳定电流

I_X 未知电流,被测电流

$\dot{I}_F$ 反馈回路正弦电流的复数符号

$\dot{I}_f$ 输入回路正弦电流的复数符号

i_D 场效应管的漏极瞬时电流;二极管的瞬时电流

J 继电器

j $\sqrt{-1}$

K 绝对温度的单位

K 电压放大倍数;开关

K_0 直流开环增益

$K(j\omega)$ 主通道频率特性

$K(\omega)$ 主通道幅频特性

$K_0(j\omega)$ 放大器的开环频率特性

$K_0(\omega)$ 放大器的开环幅频特性

$K_0(s)$ 放大器的开环传递函数

K_c 放大器开环共模增益

K_D 微分增益

K_F 理想闭环增益

$K_F(j\omega)$ 理想闭环频率特性

$K_F(\omega)$ 理想闭环幅频特性

$K_F(s)$ 理想闭环传递函数

K'_F 实际闭环增益

$K'_F(j\omega)$ 实际闭环频率特性

$K'_F(\omega)$ 实际闭环幅频特性

$K'_F(s)$ 实际闭环传递函数

K_{Fc} 闭环共模增益

K_{FM} 闭环增益最大值

K_I 积分增益

K_P 比例增益

$\dot{K}$ 增益的复数符号

$|\dot{K}_0|$ 放大器开环增益的幅值

k 波尔兹曼常数，$k = 1.38 \times 10^{-23}$ 焦耳/K

L 电压增益(单位 dB)

M_i 乘法器符号，$i = 1, 2, \cdots$ 为乘法器编号

N N型(电子)半导体

N 数字量的值

n 正整数

P P型(空穴)半导体

P_c 静态功耗

ppm 百万分率(10^{-6});百万分之…

Q 品质因数;占空系数

q 电子电荷量，$q = 1.602 \times 10^{-19}$ 库仑

R 电阻器;电阻值

R_B 相位补偿电阻

R_b 偏置电阻;基极偏置电阻

R_c 集电极电阻

R_E 发射极或源极回路电阻

R_e 发射极电阻

R_F 反馈回路电阻

R_f 反相端输入回路电阻

R_{fz} 负载电阻

R_M 表头内阻

R_{on} 场效应管的导通电阻,即 $U_{GS} = 0$ 而 U_{DS} 足够小时的漏-源直流电阻

R_P 偏置电流补偿电阻,匹配电阻

R_T 热敏电阻

R_t 同相端输入回路电阻

R_W 电位器;电位器的电阻值

R_X 未知电阻,被测电阻

R_x 信号源内阻

r 动态电阻;等效电阻

r_{be} 共射接法时 $b-e$ 极之间的交流等效电阻

r_c 放大器共模输入电阻; $c-b$ 结的反向泄漏电阻

r_{ce} $c-e$ 极之间的交流等效电阻

r_d 放大器差动输入电阻

r_D 二极管正向电阻

r_{DS} 场效应管漏-源动态电阻

r_e 发射结电阻

r_{sc} 输出电阻

r_{sc0} 开环输出电阻

r_{sr} 输入电阻;闭环输入电阻

r_{src} 共模输入电阻

r_{srd} 差动输入电阻

r_W 稳压管的动态电阻

sec 时间的单位(秒)

ms 毫秒 (10^{-3}sec)

μs 微秒 (10^{-6}sec)

ns 毫微秒 (10^{-9}sec)

S 斩波器,开关

SR 上升速率

SUR 电源电压灵敏度

s 拉普拉斯算符

T 晶体管;场效应管;温度;周期

ΔT 温差

T_z 振荡周期

t 时间

t_d 脉冲宽度

t_{min} 最小时间

t_s 建起时间

U 直流电压;静态电压;非正弦电压的总有效值

U_+ 同相端直流电压

U_- 反相端直流电压

U_a 指定点电压;断点电压

U_{be} $b-e$ 极压降

U_c 运算放大器的共模输入电压

U'_c 折合到运算放大器输入端的共模误差电压

U_{cM} 共模输入范围

U_{ce} $c-e$ 极压降

U_{ces} $c-e$ 极的饱和压降

U_C 电容器两端的电压降

U_D 二极管两端的电压降

U_d 运算放大器差动输入电压

U_{dM} 差模输入范围

U_{DS} 场效应管漏-源极压降

U_{GS} 场效应管栅-源极压降

U_{os} 输入失调电压

ΔU_{os} 输入失调漂移电压

U'_{os} $U'_{os}=U_{os}+\Delta U_{os}$
U_P 场效应管的夹断电压;单结晶体管的峰点电压
U_{sc} 输出电压
U'_{sc} 输出端的误差电压
U_{scc} 共模输出电压
U'_{scc} 输出端的共模误差电压
U'_{scI} 失调电流及其漂移在输出端引起的误差电压
U_{scM} 额定输出电压,最大输出电压
U'_{scV} 失调电压及其漂移在输出端引起的误差电压
$U_{sc}(s)$ 输出电压的拉普拉斯变换符号
U_{sr} 输入电压
U'_{sr} 折合到输入端的误差电压
U_{src} 应用电路的共模输入电压
U'_{src} 折合到输入端的共模误差电压
U'_{srI} 折合到输入端的由失调电流及其漂移引起的误差电压
U'_{srV} 折合到输入端的由失调电压及其漂移引起的误差电压
ΔU_{srI} 折合到输入端的由失调电流漂移引起的误差电压
ΔU_{srV} 折合到输入端的由失调电压漂移引起的误差电压
$U_{sr}(s)$ 输入电压的拉普拉斯变换符号
U_Σ 反相运算放大器的求和点电压
$\dot{U}_+$ 同相端电压的复数符号
$\dot{U}_-$ 反相端电压的复数符号
$\dot{U}_{sc}$ 输出电压的复数符号
$\dot{U}_{sr}$ 输入电压的复数符号
u 变化电压的总瞬时值
u_+ 同相端电压的瞬时值
u_- 反相端电压的瞬时值
U_N 输入噪声电压(有效值)
U_{srN} 输入端等效噪声电压(有效值)
u_{sc} 输出电压的瞬时值
u_{sr} 输入电压的瞬时值
V 电压的单位(伏特)
mV 毫伏 (10^{-3}V)
μV 微伏 (10^{-6}V)
W 功率的单位(瓦)
mW 毫瓦 (10^{-3}W)
Z 复数阻抗
Z_c 放大器的共模输入阻抗
Z_d 放大器的差动输入阻抗

Z_F 反馈回路阻抗
$Z_F(s)$ 反馈回路阻抗的拉普拉斯变换符号
Z_f 输入回路阻抗
$Z_f(s)$ 输入回路阻抗的拉普拉斯变换符号
Z_P 补偿阻抗
Z_{sc0} 开环输出阻抗
Z_{sr} 输入阻抗
α 晶体管的共基极电流放大系数
β 晶体管的共射极电流放大系数
δ 相对误差;元件公差;相对变化量
$\delta(\omega)$ 幅度相对误差
ζ 二阶系统的阻尼系数
η 单结晶体管的分压比
μ 微法 (μF) 和微米 (μm) 的简写
π 圆周率
Σ 求和点
τ 时间常数
τ_0 放大器极点的时间常数
τ_D 微分时间
τ_F 闭环极点的时间常数
τ_I 积分时间
φ 正弦交流电的初相角或相角差
$\Phi(\omega)$ 相频特性
$\Delta\Phi$ 相角差
$\Delta\Phi(\omega)$ 相位误差
Φ_c 相角稳定储备
$\Phi_F(\omega)$ 闭环相频特性
Φ_{FM} 最大相移
Ω 电阻的单位(欧姆)
kΩ 千欧 ($10^3\Omega$), 简写 k
MΩ 兆欧 ($10^6\Omega$), 简写 M
$\mho$ 电导的单位(姆欧)
m$\mho$ 毫姆欧($10^{-3}\mho$)
ω 角频率
ω_0 开环－3dB 角频率,截止角频率,中心角频率;零点角频率
ω_c 零分贝角频率,单位增益角频率,剪切角频率
ω_n 二阶系统固有振荡角频率
ω_P 峰值角频率
ω_z 振荡角频率

本书部分习题答案*

第　三　章

1. FC52 的静态偏置电流:

设 $U_{be} \approx 0.6$ V，并忽略 NPN 管的基极电流，则 $I_{c3} \approx 0.36$ mA，$I_{c5} = I_{c11} = I_{c18} \approx 1.2$ mA，$I_{c14} \approx 0.6$ mA；$I_{c1} = I_{c2} \approx 0.18$ mA，$I_{c9} = I_{c10} \approx 0.6$ mA，$I_{c13} \approx 0.6$ mA，$I_{c15} \approx 1.2$ mA。

2. BG303 的静态偏置电流:

忽略 $U_{be16}(U_{be17})$，$I_{c16} = I_{c17} \approx 30\ \mu$A，$I_{c1} = I_{c2} \approx 15\ \mu$A；忽略 NPN 管的基极电流，$I_{c3} = I_{c4} = I_{c8} = I_{c9} \approx 33\ \mu$A；忽略 T_8，T_9 发射极电阻(2 kΩ)上的压降，且设 $U_{be8} = U_{be9} \approx 0.6$ V，则 $I_{c7} \approx 15\ \mu$A；　$I_{c5} \approx I_{c11} \approx 333\ \mu$A。

6. LM108 的静态偏置电流:

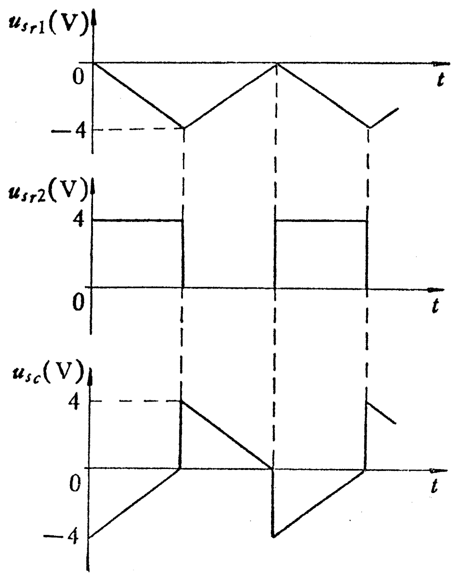
$I_{c1} = I_{c2} = I_{c5} = I_{c6} = 3\ \mu$A，$I_{c15} = I_{c16} = 6\mu$A。

第　五　章

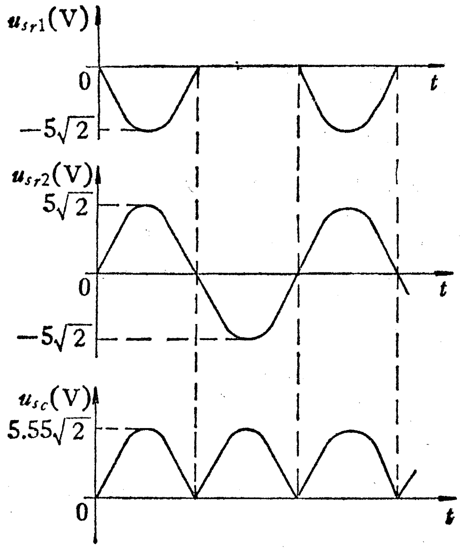
1. $R_f = 100$ kΩ，$R_F = 200$ kΩ，$R_P \approx 66.7$ kΩ。

2. $R_{f1} = 25$ kΩ，$R_{f2} = 50$ kΩ，$R_{f3} = 200$ kΩ，$R_P \approx 13.3$ kΩ。

3. (1) $R_P = \frac{1}{3}R$。



题解图　5-1



题解图　5-2

---

* 由于假设条件和近似程度不同等原因,许多习题的答案并不是唯一的,仅供参考.

(2) $U_{sc} = -(U_{sr1} + U_{sr2})$.

(3) $U_{sc} = -5\ V$, $U_{sc} = +1\ V$.

(4) 见题解图 5-1.

4. (1) $R_P \approx 25.6\ k\Omega$.

(2) $U_{sc} = -(2.22\ U_{sr1} + 1.11\ U_{sr2})$.

(3) $U_{sc} = 5.55\sqrt{2}\ V$.

(4) 见题解图 5-2. $U_{scm} = 5.55\sqrt{2}\ V$, $\overline{U}_{sc} = 5\ V$, $\overline{U}_{sc} = \widetilde{U}_{sr2}$.

5. (1) 1) $U_{sc} = \dfrac{E_j}{R_f} R_X$.

2) $R_X = 0.5\ k\Omega$, $5\ k\Omega$, $50\ k\Omega$ 和 $500\ k\Omega$.

(2) 1) $U_{sc} = R_F I_X$.

2) $I_{XM} = 1mA$.

6. $R_{F3} \approx 2.08\ k\Omega$.

7 (1) $K_F = -10$, $r_{sr} = 10\ k\Omega$, $F \approx 0.0909$, $f_F \approx 90.9\ kHz$.

(2) $R_P \approx 9.09\ k\Omega$.

(3) 输出失调误差电压 56 mV，输入失调误差电压 5.6 mV.

(4) $U'_{sc} = 57.95\ mV$, $U'_{sr} = 5.795\ mV$, $\Delta U'_{sc} = 1.95\ mV$, $\Delta U'_{sr} = 0.195\ mV$, $|U_{sr\,\min}| \geqslant 19.5\ mV$.

(5) $K_0F \approx 9090$, $\delta \approx 0.011\%$, $K'_F \approx -9.9989$; $K'_F \approx -9.9989 \pm 0.000011$, $U_{sc} \approx -9.9989\ V$.

(6) $K_0F' \approx 8927.7$, $\delta \approx 0.01120\%$, $K'_F \approx -9.99888$; $K'_F \approx -9.99888 \pm 0.0000112$, $U_{sc} \approx -9.99888\ V$.

(7) $\delta \approx -60.5\ ppm$, $-6050\ ppm$; $\Delta\Phi'_F \approx -0.011$ 弧度, -0.11 弧度.

(8) $f_{\max} \leqslant 159\ kHz$, $478\ kHz$.

8. $\delta_1 \approx 3.22 \times 10^{-5}$, $\delta_2 \approx 2.11 \times 10^{-5}$.

9. $R_F = 71\ k\Omega$, $R_f = 710\ \Omega$, $R_P = 700\ \Omega$, $r_{sr} = 710\ \Omega$, $f_F = 9.901\ kHz$.

12. 见题解图 5-3.

14. (1) 图 5-30(a): $K_F \approx 10$, $\pm 150\ mV$.

图 5-30(b): $K_F \approx 1$, $\pm 7.5\ mV$.

(2) 图 5-31(a): $I_{sc} = \dfrac{1}{R_f} U_{sr}$.

图 5-31(b): $I_{sc} = \dfrac{U_{sr}}{R_2}$

I_{sc} 和 U_{sr} 分别不应超过运算放大器的额定输出电流和共模输入电压.

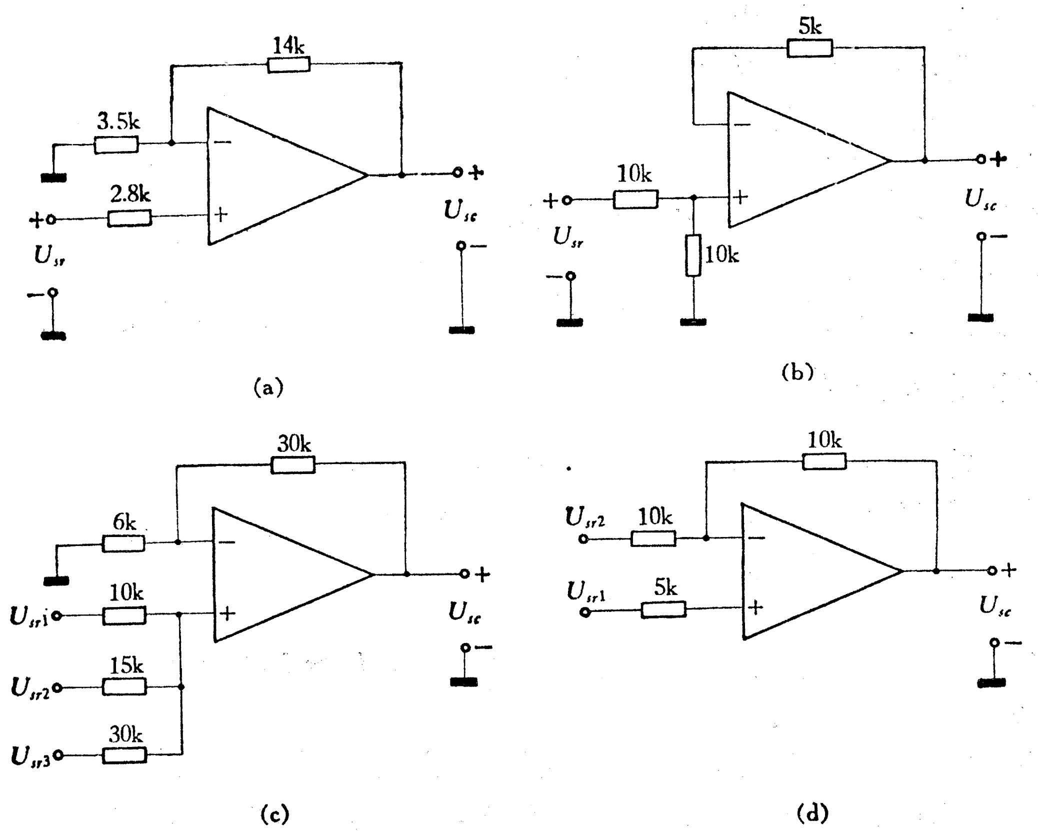
(3) 图 5-32(a): $E_j = 15\ V$.

图 5-32(b):

$$E_j = \frac{R_2 + a_W R_W}{R_1 + R_2 + R_W} E_W,\quad E_j \approx 1—5.2\ V.$$

式中，R_1 为电位器上方电阻，R_2 为下方电阻，下同.

图 5-32(c):



题解图 5-3

(a) $U_{sc}=5U_{sr}$; (b) $U_{sc}=0.5U_{sr}$;
(c) $U_{sc}=3U_{sr1}+2U_{sr2}+U_{sr3}$; (d) $U_{sc}=2U_{sr1}-U_{sr2}$.

$$E_j=-\frac{R_1+a_W R_W}{R_1+R_2+R_W}E_W,\quad E_j\approx-1—-5.2\ \text{V}.$$

(4) $r_{sr}\approx 100\ \text{k}\Omega$, $K_F=11$, $U_+=U_-=U_{sc}=15$ V.

15. (1) $R_P=9\ \text{k}\Omega$.

(2) $K_F=10$, $F=0.1$, $r_{sr}\approx 99\ \text{M}\Omega$, $f_F=0.1$ MHz.

16. (1) $R_P=10\ \text{k}\Omega$.

(2) $r_{sr}\approx 99.9\ \text{M}\Omega$, $f_F=1$ MHz.

(3) $u_{sc}=5\sqrt{2}\sin 100\pi t$, $U_{cM}=5\sqrt{2}$ V.

17. 采用图 5-34 电路，$R_f=10\ \text{k}\Omega$，$R_F=200\ \text{k}\Omega$；$\delta\approx\pm 0.052\%$.

19. (1) $K_F=-\dfrac{2R_F}{R_f}$.

20. (1) $K_F=10$, $r_{srd}=20\ \text{k}\Omega$, $r_{src}=55\ \text{k}\Omega$, $K_{Fc}\approx 4.64\times10^{-3}$, CMRR$\approx$66.7 dB, $f_F\approx 90.9$ kHz.

22. (1) $K_F=6—26.5$.

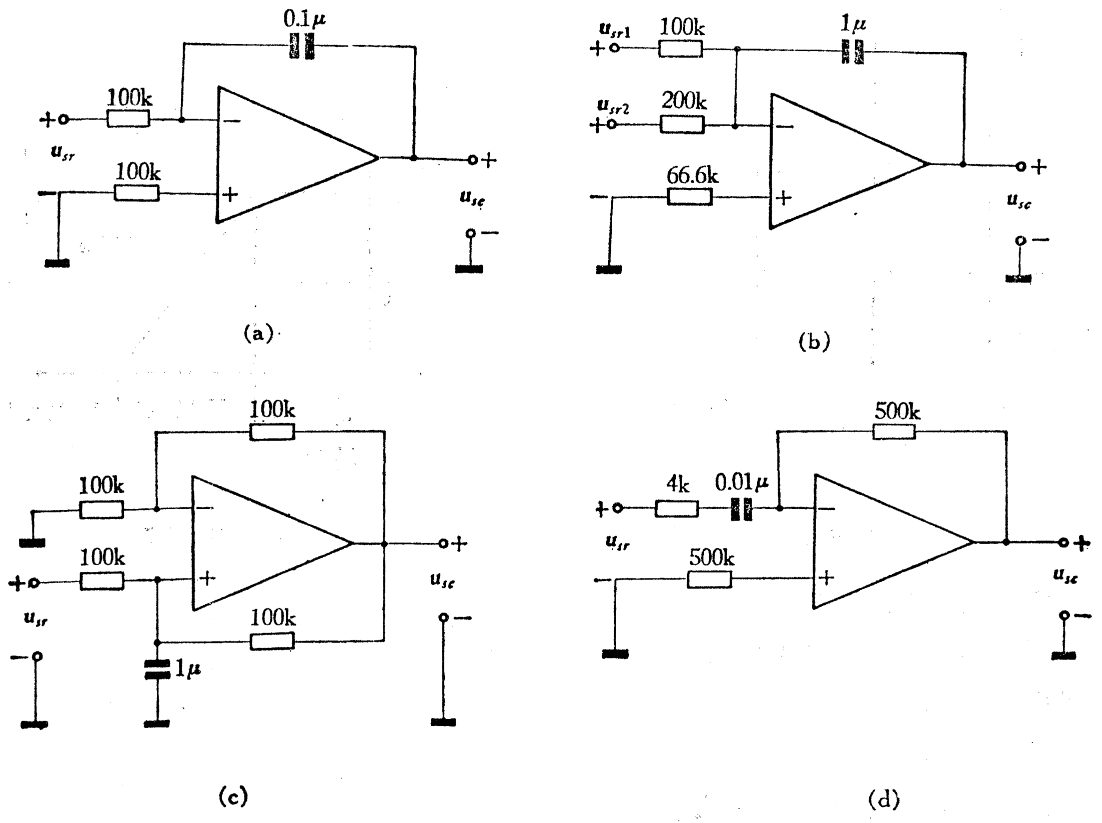
(3) CMRR $\approx$ 57.5 dB.

(4) $U_{cM}=7.5$ V.

24. $R_W\approx 2—200\ \text{k}\Omega$.

26. 见题解图 5-4.

27. (1) $K_F(j\omega)=-\dfrac{1}{0.047\,j\omega}$, $r_{sr}=100\ \text{k}\Omega$.

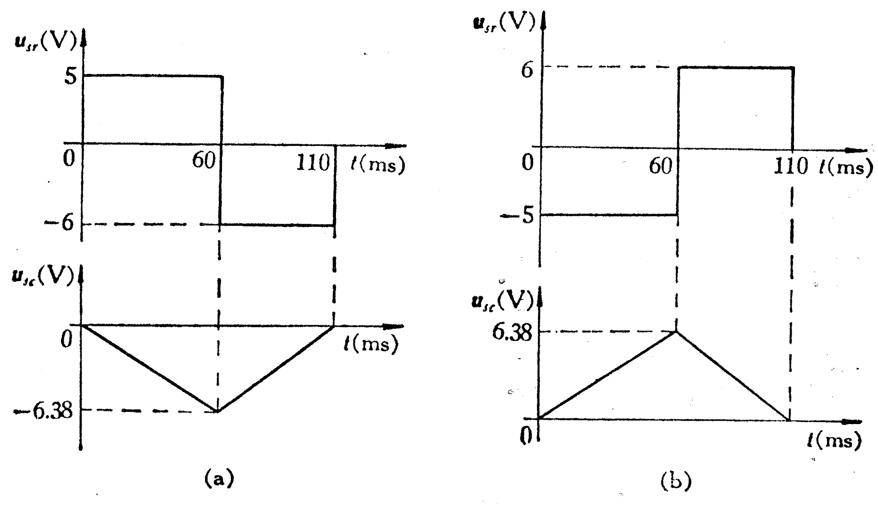


题解图 5-4

(a) $u_{sc}(t)=-100\int u_{sr}(t)dt$;　(b) $u_{sc}(t)=-10\int u_{sr1}(t)dt-5\int u_{sr2}(t)dt$;

(c) $u_{sc}(t)=20\int u_{sr}(t)dt$;　(d) $K_F(j\omega)=-\dfrac{0.005j\omega}{1+0.00004j\omega}$.

(2) 见题解图 5-5.



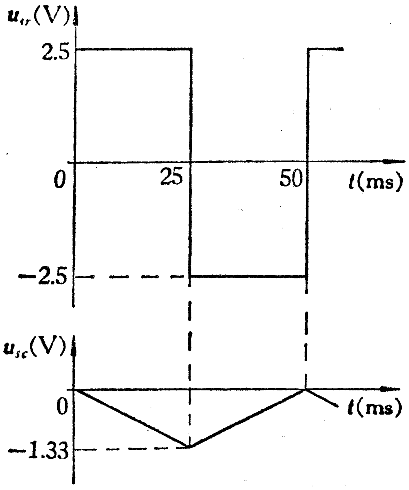
题解图 5-5

(3) 90 ms.

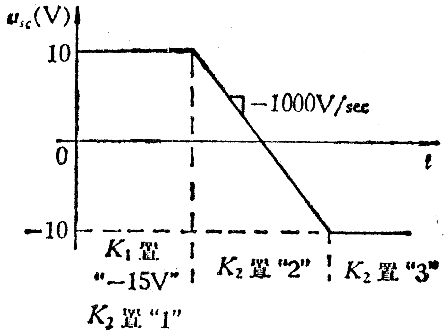
(4) 见题解图 5-6.

28. (1) K_1: 选择起始值的极性.

K_2: 选择工作状态. 置"1"位置: 起始条件. 置"2"位置: 积分. 置"3"位置: 保持.



题解图 5-6



题解图 5-7

（2）见题解图 5-7.

29. （1）128 mV/sec，38.3 mV.

（2）7.98mV/sec.

（3）0.16 μs.

32. （1）$E = 1$ V，$E = 10$ V.

33. （1）$u_{sc} = -\left(1 + \frac{R_F}{R}\right) E_0 \lg \frac{u_{sr}}{I R_f}$.

（2）$I = 20\ \mu$A.

35. （1）$E = 1$ V，$E = 10$ V.

36. （1）电路选用图 5-67，其中，$E = 15$ V，$R_{f1} = 1$ kΩ，$R_{f2} = 1.5$ MΩ，$R \approx 54.6$ kΩ，$R_T = 1$k Ω.

（2）电路选用图 5-69，其中，$E = 15$V，$R_f = 30$kΩ，$R_F = 10$ kΩ，$R = 15.7$ kΩ，$R_T = 1$ kΩ.

37. $U_{sr1} = 1$ V，$U_{sr1} = 10$ V.

39. 图 5-74(b)：$u_{sc} = 0.1\, u_{sr}^2$.

图 5-74(c)：$u_{sc} = -\frac{10R_F}{R_f}\frac{u_{sr1}}{u_{sr2}}$.

图 5-74(d)：$u_{sc} = \sqrt{\frac{10R_F}{R_f}\sqrt{u_{sr}}}$.

图 5-74(e)：

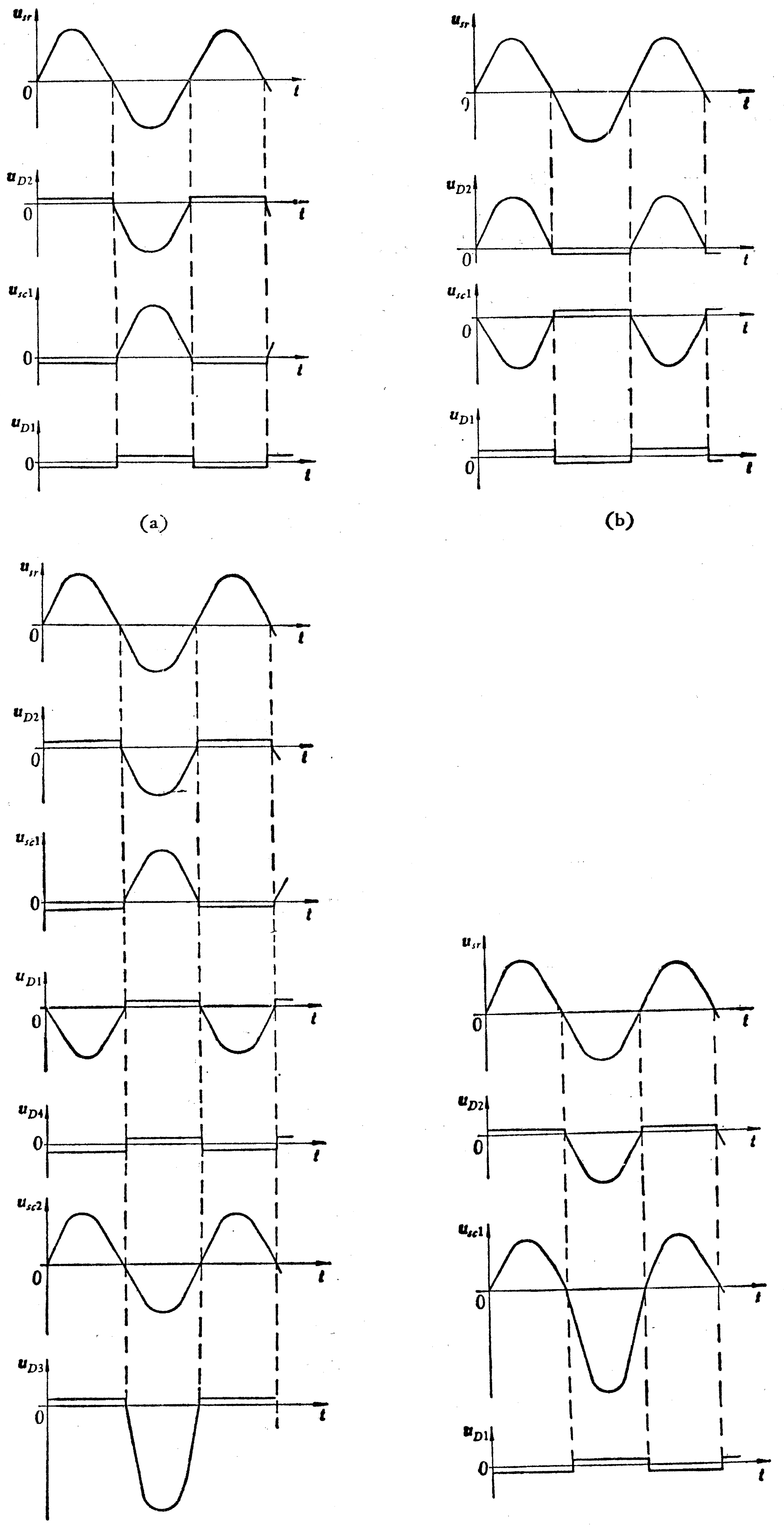
$$u_{sc} = -R_F\left(\frac{u_{sr}}{R_{f1}} + \frac{u_{sr}^2}{R_{f2}} + \frac{u_{sr}^3}{R_{f3}} + \frac{u_{sr}^4}{R_{f4}} + \frac{u_{sr}^5}{R_{f5}}\right).$$

第　六　章

1. （1）$20 \lg K_F \approx 7.6$ dB.

（2）$f_0 \approx 2.8$ Hz.

（3）$U_{sc} \approx 0$，$U_{sc} \approx 5$ V.



题解图 6-1　运算放大器的输出电压和各二极管的电压波形

(a) 图 6-18 电路；(b) 图 6-19 电路；(c) 图 6-20 电路；(d) 图 6-21 电路。

2. (1) $K_F = 1, \omega_n \approx 62700$ 弧度/秒，$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$，$f_0 \approx 10$ kHz，$20\lg\frac{K_{FM}}{K_F} = 0$.

(2) $K_F = 6$，$\omega_n \approx 1255$ 弧度/秒，$\zeta \approx 0.3$，$f_0 = 256$Hz，$20\lg\frac{K_{FM}}{K_F} \approx 4.85$dB.

4. (1) $K_F = 1$，$\omega_n \approx 3142$ 弧度/秒，$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$，$f_0 = 500$ Hz，$20\lg\frac{K_{FM}}{K_F} = 0$.

(2) $K_F = 2$，$\omega_n \approx 637600$ 弧度/秒，$\zeta \approx 0.434$，$f_0 \approx 90$kHz，$20\lg\frac{K_{FM}}{K_F} \approx 2.13$ dB.

6. (1) $K_F \approx 30$，$f_0 \approx 200$ Hz，$Q \approx 5$.

(2) $K_F \approx 30$，$f_0 \approx 198$ Hz，$Q \approx 4.97$.

(3) $K_F \approx 16$，$f_0 \approx 100$ Hz，$Q \approx 1$.

11. 分别见题解图 6-1(a)—(d).

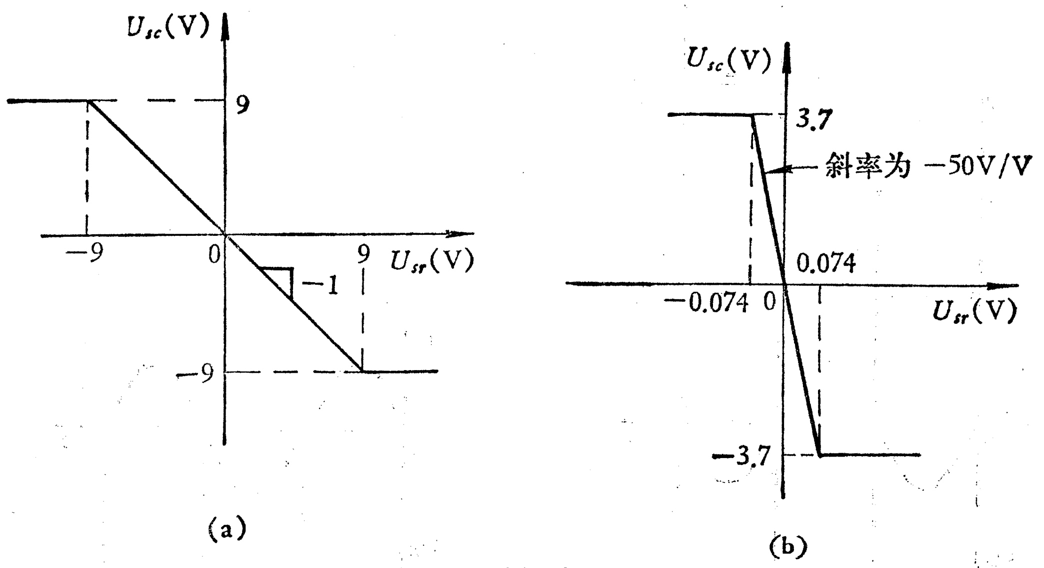
12. 电路中的二极管反接.

14. 使 $R_F = 55.535$ kΩ 或 $R_f = 11.25$ kΩ.

15. $R_f = 10$ kΩ，$R_F = 200$ kΩ，$E_c = E_e = 15$ V，$R_2 = R_4 = 1$ kΩ，$R_1 = 3$ kΩ，$R_3 = 1.5$ kΩ.

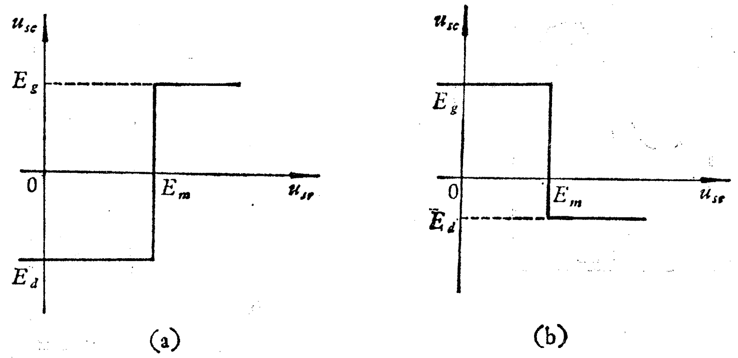
16. 见题解图 6-2.

18. 见题解图 6-3.



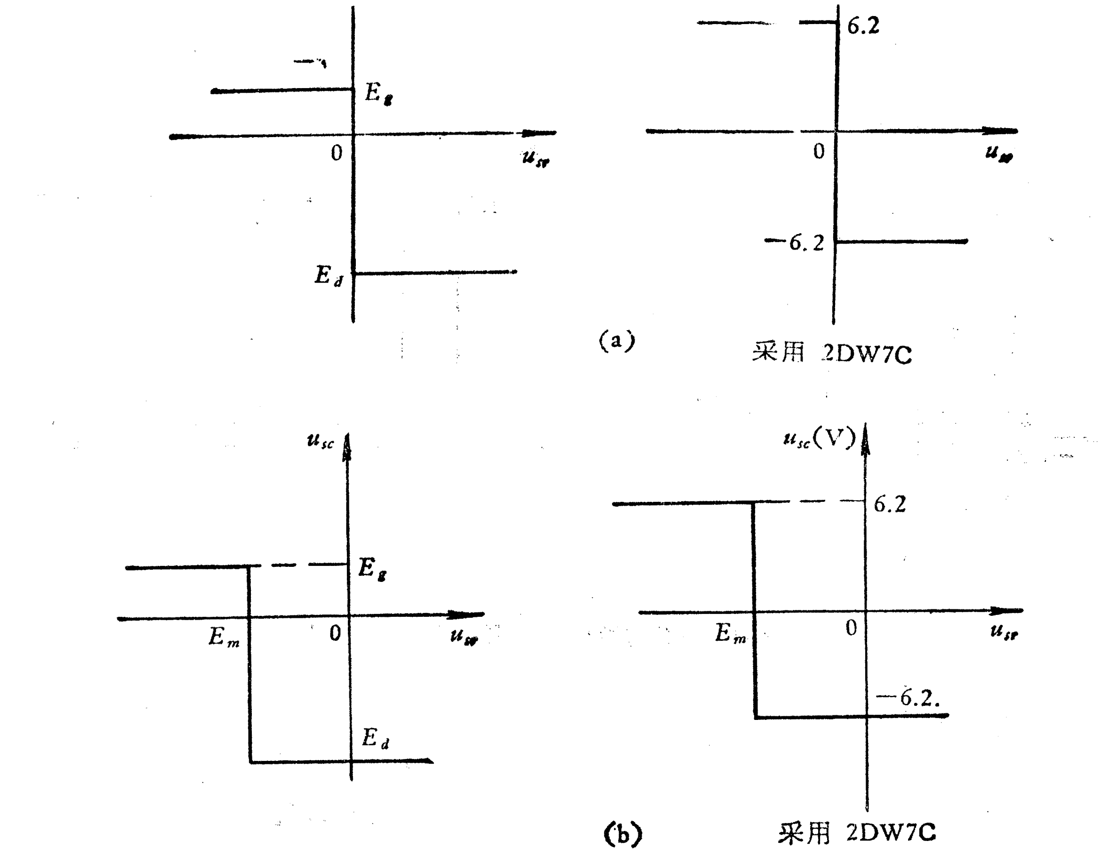
题解图 6-2

(a) 图 6-31(a) 电路的输出-输入特性 (b) 图 6-31(b) 电路的输出-输入特性



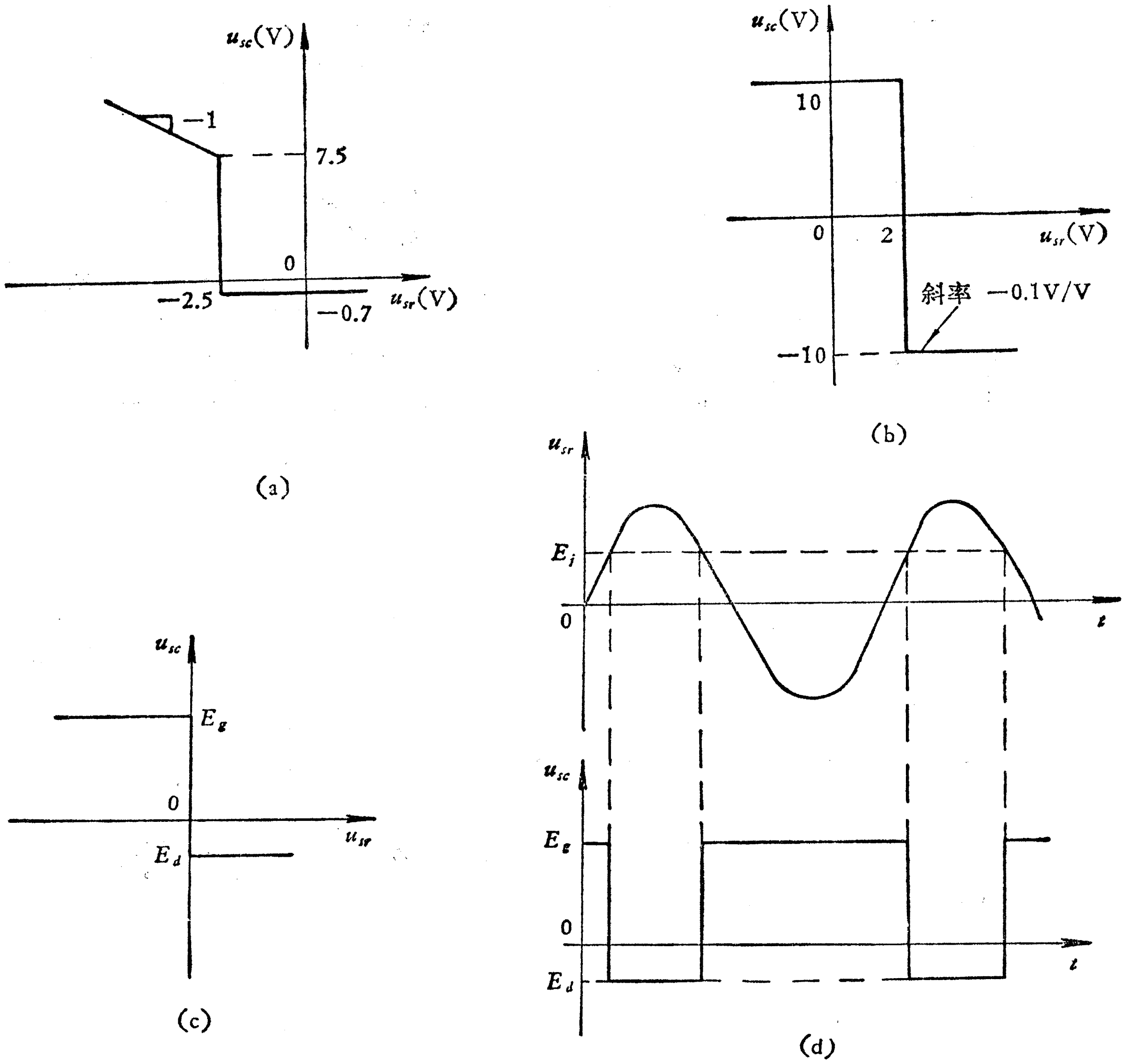
题解图 6-3

(a) 图6-33(a)的特性变化； (b) 图6-33(b)的特性变化.



题解图 6-4

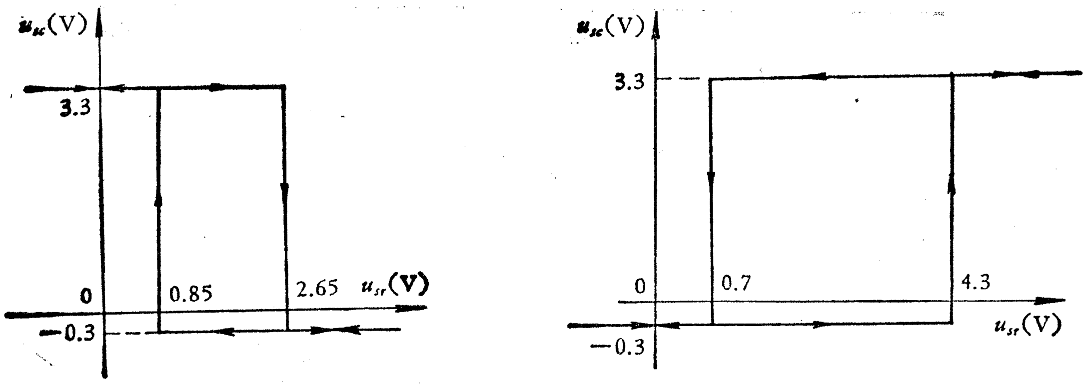
(a) 图 6-33(c) 的特性变化; (b) 图 6-33(d) 的特性变化.



题解图 6-5

(a) 图 6-48(a) 的特性; (b) 图 6-48(b) 的特性;

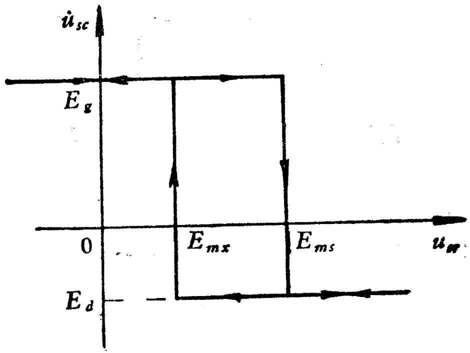
(c) 图 6-48(c) 的特性; (d) 图 6-48(d) 的特性.



(a) (b)

题解图 6-6

(a) 图 6-38(a) 的特性； (b) 图 6-38(b) 的特性.



$$E_g = E_j + \left(1 + \frac{R_t}{R_F}\right) E_W$$

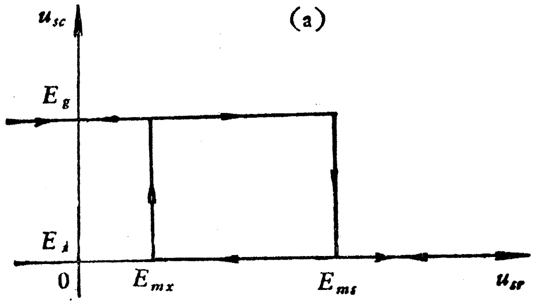
$$E_d = E_j - \left(1 + \frac{R_t}{R_F}\right) E_W$$

$$E_{ms} = E_j + \frac{R_t}{R_F} E_W$$

$$E_{mx} = E_j - \frac{R_t}{R_F} E_W$$

$$\Delta E_m = \frac{2R_t}{R_F} E_W$$

(a)



$$E_g = E_W$$

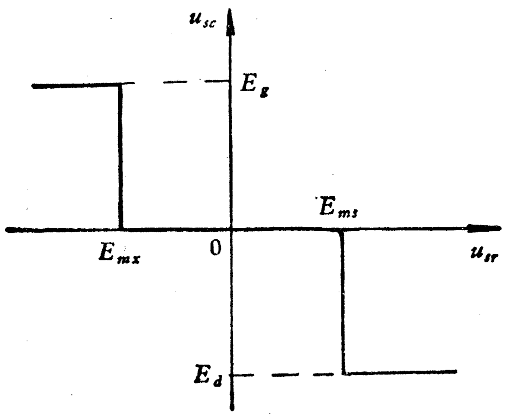
$$E_d = 0$$

$$E_{ms} = \frac{1}{R_t + R_F} (R_t E_W + R_F E_j)$$

$$E_{mx} = E_j$$

$$\Delta E_m = \frac{R_t}{R_t + R_F} (E_W - E_j)$$

(b)



$$E_g = E_W$$

$$E_d = -E_W$$

$$E_{ms} = \frac{R_f}{R_2} E_e$$

$$E_{mx} = -\frac{R_f}{R_1} E_c$$

$$\Delta E_m = R_f \left(\frac{E_e}{R_2} + \frac{E_c}{R_1}\right)$$

(c)

题解图 6-7

(a) 图 6-49(a) 的特性； (b) 图 6-49(b) 的特性； (c) 图 6-49(c) 的特性.

19. 见题解图 6-4.

21. 见题解图 6-5.

22. (1) 见题解图 6-6.

(2) 对图 6-38(a), 使 $E_j = 0.3$ V.

对图 6-38(b), 使 $E_j = 1.65$ V.

23. 见题解图 6-7.

第　七　章

1. 对图 7-4(a): $R_T = 940\ \Omega$, 负温度系数; $f_z \approx 99.5$ Hz.

对图 7-4(b): $R_T = 375\ \Omega$, 正温度系数; $f_z \approx 7.96$ Hz.

3. 对图 7-6(a): $f_z \approx 13$ Hz, $r_{DS} = 2.3\ k\Omega$, 0.97sec, 0.097 sec.

对图 7-6(b): $f_z \approx 9.48$ Hz, $r_{DS} = 50\ k\Omega$, 2.9 sec, 0.29 sec.

对图 7-8: $f_z \approx 106$ Hz, $r_{DS} = 320\ k\Omega$, 0.1 sec.

6. 对图 7-12(a): $f_z \approx 159$ Hz, $U_m \approx 6.2$ V; 若使 $f_z \approx 1015$ Hz, 可取 $R_t \approx 15.7\ k\Omega$, $C = 0.01\ \mu F$.

对图 7-12(b): $f_z \approx 1015$ Hz, $U_m \approx 4$ V.

7. $f_z \approx 15.9$ Hz, $U_m \approx 6.2$ V, R_t 过大,波形失真大.

8. $f_z \approx 14.5$ Hz.

为了使图 7-23 的 $f_z \approx 14.5$ Hz, 可取 $R_1 = R_2 \approx 354\ k\Omega$, $C_2 = C_F = 0.022\ \mu F$, $C_1 = 0.044\ \mu F$, $R_f \approx 177\ k\Omega$.

11. (1) $f_z \approx 139$ Hz, $T_z \approx 7.19$ ms.

(2) 7.4 V.

(3) 12.3 V.

(4) 可以.

13. (1) $f_{z\,\max} \approx 33.3$ Hz.

(2) 方波峰-峰值: 12.4 V. 三角波峰-峰值: 6.2 V.

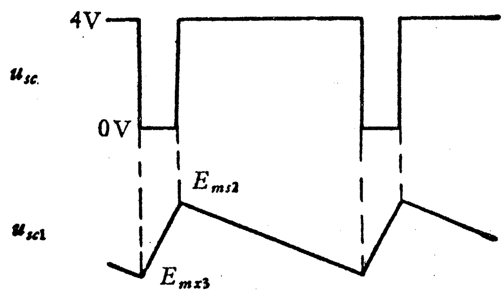
(3) $R_F = R_t$.

(4) $R_f = 15\ k\Omega$ 或 $C_F = 0.01\ \mu F$.

14. $E_j = 0$ V, $E_j = -0.25$ V.

15. $E_j \approx 4$ V, $f_z \approx 34—1550$ Hz.

16. 矩形脉冲峰-峰值: 20 V, $f_z \approx 621$ Hz, $Q \approx 3.1$.



题解图 7-1

18. 矩形脉冲峰-峰值：14 V，$f_z \approx 580$ Hz，$Q=5$. D_3 和 D_4 使 f_z 与二极管参数无关.

20. $f_z \approx 0—60$ Hz.

21. $\bar{E}_m \approx 5.5$ V，$f_z \approx 391$ Hz，$Q \approx 110$.

22. 见题解图 7-1.

第　八　章

2. $I_1 \approx 0.061\ \mu A$，$I_{12} = 125\ \mu A$.

3. (1) 7 V.

(2) $f_{sc} \approx 106—1060$ Hz.

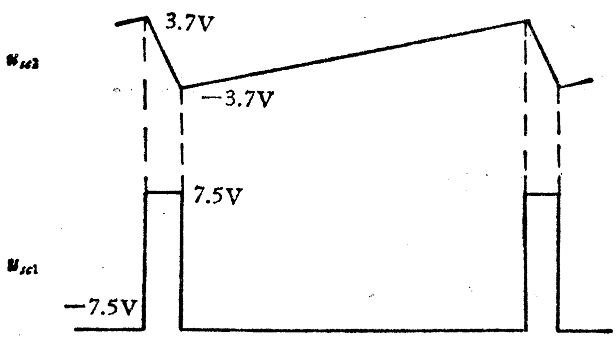
4. (1) 方波峰-峰值：15 V. 三角波峰-峰值：7.5 V.

(2) $f_{sc} \approx 47—720$ Hz.

(3) 不能正常工作，D_5 和 D_6 将同时反向偏置.

(4) 不能正常工作. 应将 D_5 和 D_6 同时反接才能正常工作.

(5) 见题解图 8-1.

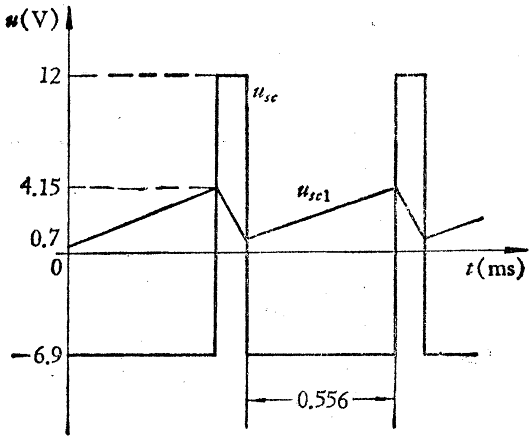


题解图　8-1

5. 改压控振荡器时，A_4 输入接控制电压 U_{sr}，改压-频变换器时，还要使 A_4 增益不等于−1.

6. 8.2 Hz，0.05%.

7. $f_{sc} \approx 1.8$ kHz，$E_{ms} \approx 4.15$ V，$E_{mx} \approx 0.7$ V，$E_g = 12$ V，$E_d \approx -6.9$ V. 波形见题解图 8-2.



题解图　8-2

8. $E_g \approx 6.2$ V，$E_d = -6.2$ V，$-E_j = -3$V，$T_1 = 0.6$ ms.

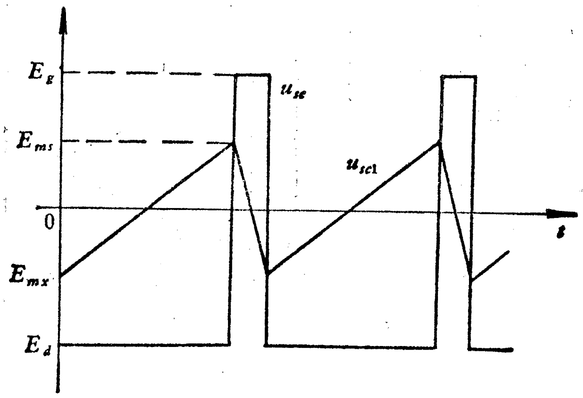
9. $f_{sc} \approx 0$—1.7 kHz.

10. （1）矩形脉冲峰-峰值：15 V. 锯齿波峰-峰值：7.5 V.

（2）$f_{sc} \approx 1.7$—1700 Hz.

（3）2%.

（4）输入电压为负时，电路才能正常工作. 波形见题解图 8-3.



题解图 8-3

11. （1）$b = 2 \times 10^4$ Hz/V.

（2）$f_{sc} \approx 0.1$—10 kHz.

12. $T_j = 50\mu$s.

13. （1）$R_1 = 4$ kΩ.

（2）$E_W = 5$ V.

（3）在正向积分时，D_2 都正向偏置，但在反向积分时，则由导通变截止.

14. $b = 1.29 \times 10^4$ Hz/V.

15. $b \approx 3.33$ μs/V. D_2 压降随温度变化时，将使计数起始时刻不准，影响变换精度.

16. $a_W R_W = 6$kΩ. $N = 1000$，这时，启动脉冲频率可适当提高.

17. （1）$N_M = 6000$.

（2）$T_2 = 0.01\,\bar{u}_{sr}$，$N = 1000\,\bar{u}_{sr}$.

（3）$\bar{u}_{sr} = 6$ V，$\bar{u}_{sr} = 2$ V.

（4）$\bar{u}_{sr} = 6$ V 或 2.5 V.

（5）$N = 0$，$N = 5000$.

（6）$\bar{u}_{sr\ \max} \approx 8.3$ V.

第　九　章

1. （1）$r_{sr} \approx 99.9$ MΩ（图 9-2a）.

$r_{sr} \approx 50$MΩ（图 9-2b）.

（2）$R_f = 1$ kΩ，10 kΩ 和 100 kΩ. R_F 选择原则应使放大器工作电压合理，并与 R_P 配合，以补偿放大器输入偏置电流的影响.

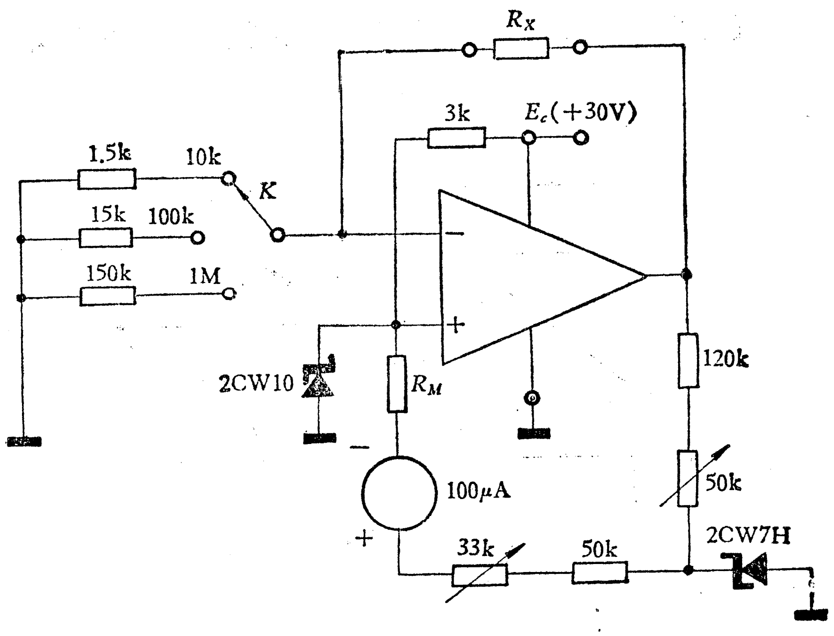
2. 表头极性反接.

3. 100 μA 和 1 mA 选用图 9-6(a) 电路. 对于 100 μA：$r_{sr} = 0.011$ Ω. 对于 1 mA：

表头并联 111 Ω 电阻，$r_{sr} \approx 0.002\ \Omega$.

1 μA 和 10 μA 选用图 9-6(b) 电路．对于 1μA：$R_1 = 9.9\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 100\ \Omega$，$r_{sr} = 1.1\ \Omega$．对于 10 μA：$R_1 = 900\ \Omega$，$R_2 = 100\ \Omega$，$r_{sr} = 0.11\ \Omega$.

5. 见题解图 9-1.



题解图 9-1

6. (1) 0.67 μV/℃.

(2) $r_{sr0} \geqslant 100\ \text{k}\Omega$.

7. (1) $5 \times 10^{-5}\ \mu$V/℃.

(2) $r_{sr} \approx 10000\ \text{M}\Omega$.

9. $C_X = 10\ \mu$F，$C_X = 1\ \mu$F.

12. $f_0 = 30$ Hz，$K_F(f_0) = -100$.

13. (1) 390—980 Hz，4.23—10.6 V.

(2) 44 mA.

(3) 9.3 V.

(4) 55 mA.

第　十　章

1. $R_P = 10\ \text{M}\Omega$，$K_P = -1$，$\tau_I = 100$ sec.

3. (2) $K_P = -3$，$\tau_I = 0.3$ sec.

(3) $f > 22$ Hz.

4. $K_P \approx -0.5$，$K_I \approx 100$，$\tau_I = 0.1$ sec.

6. $K_P = -5$，$K_D = 11$，$\tau_D = 0.33$ sec.

7. $K_D = 10$，$K_P = 0.1$—25.1，$\tau_D \approx 0.04$—10 分.

9. 对图 10-19(a)：$K_P = -16$，$K_I \approx 2.3$，$K_D = 11$，$\tau_I \approx 0.9$ sec，$\tau_D \approx 0.11$ sec.

对图 10-19(b)：$K_P = -4.58$，$K_I \approx 12$，$K_D = 16$，$\tau_I \approx 2.1$ sec，$\tau_D \approx 0.068$ sec.

统一书号：15031・248
定　价：　3.40 元

本社书号：1512・15-7
科技新书目：73-25